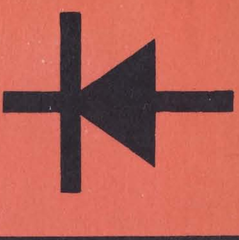




Klaus Schlenzig

Empfänger für Anfänger




28

Der junge Funker · Band 28

Klaus Schlenzig

Empfänger für Anfänger



Militärverlag
der Deutschen Demokratischen
Republik

1. Auflage

Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3539
Lektor: Rainer Erlekampf
Typografie: Günter Molinski
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: INTERDRUCK Graphischer Großbetrieb Leipzig – III/18/97
Redaktionsschluß: 20. Oktober 1980
Bestellnummer: 746 255 2
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort

Der Raum um uns ist erfüllt von elektromagnetischen Schwingungen. Die meisten stammen von Rundfunk- und Fernsehsendern. Nachrichtenverbindungen zwischen Städten, Ländern, zu Schiffen und Flugzeugen werden mit elektromagnetischen Wellen aufgebaut. Seit dem «Piep, piep!» des ersten Sputniks empfangen wir auch verständliche Signale aus dem Weltraum, aus dem vorher nur Strahlung von physikalischen Prozessen aus meist unvorstellbaren Entfernungen mit speziellen, umfangreichen Einrichtungen aufgefangen und gedeutet wurde. Seit *Molnija* und *Telstar* bedient sich der Mensch der Satellitentechnik für weltumspannende Fernseh-Direktübertragungen, und demnächst werden (scheinbar) unbeweglich über uns stehende «Relais»-Stationen Fernsehprogramme direkt zum Empfänger im Wohnzimmer senden.
All das sind genügend Gründe für das große Interesse und gleichzeitig für den Sinn, sich mit Empfangstechnik zu beschäftigen. Zweiseitige Nachrichtenverbindungen schnell und sicher einzurichten gehört zu den alltäglichen Aufgaben in der modernen Landesverteidigung, aber auch im Katastrophenfall (Seenot, Bergwacht usw.). In der Nachrichtenausbildung der GST werden den technisch Interessierten alle nötigen Kenntnisse «von der Taste» an vermittelt. Denn: Auch heute noch ist die Sprache der Morsezeichen mit den geringsten Mitteln auf größte Entfernungen zu vernehmen und zu verstehen. Die Kurzwelle ist das Reich dieser Stationen, denn auf solchen Frequenzen erzielt man – physikalisch bedingt – die größten Reichweiten.
Kenntnisse und Fertigkeiten im Bau von Funkempfängern sind daher gesellschaftlich sehr nützliche Eigenschaften, die sich der Funker so früh aneignen sollte, wie es nur geht. Die Faszination des ersten Empfangserlebnisses schlägt dabei wohl jeden in ihren Bann. Die Anzahl der Variationsmöglichkeiten bei der Realisierung der Aufgabe «Empfang eines Funksenders» ist mindestens so groß wie die Anzahl der Stationen, die sich heute vom Kilometer- bis zum Zentimeterwellenbereich empfangen lassen. Allerdings gibt es (sinnvolle) Einschränkungen. So, wie es dem Funkamateur nicht gestattet ist, außerhalb der zugewiesenen (und z. B. in seiner persönlichen Lizenz vielleicht weiter beschränkten) Frequenzbänder zu

arbeiten – er würde ja unter Umständen wichtige Funkdienste stören oder gar Flugzeuge fehlleiten! –, so darf auch der Empfangsamateur nur diese und selbstverständlich alle Rundfunkbänder abhören. Ein Blick auf die Skale eines Rundfunkempfängers für die Wellenbereiche UKW, KW, MW, LW zeigt den großen Spielraum, der ihm dabei noch immer bleibt.

Die Broschüre soll all denen eine Hilfe beim «Einstieg» in dieses interessante Gebiet sein, die sich nicht mit dem fertigen Industriegerät als Mittel zum Zweck begnügen, die also nicht einfach auf «Wellenjagd» gehen wollen, denen es vielmehr um das Wissen und die Erfahrung geht. Sie spricht alle die an, die wissen wollen, wie so etwas funktioniert, wie man einen eigenen Empfänger baut und wie man sich Schritt für Schritt weiter in das Gebiet einarbeitet – sich von den ersten (wenn auch unvollkommenen) Geräten zu den Objekten wagt, die anspruchsvollere Beschreibungen bieten und die ebendieses Grundwissen voraussetzen.

Mit den heutigen Mitteln verfügt der Amateur über derart vielfältige Möglichkeiten, daß auch dem Autor die Auswahl nicht leichtfiel, selbst im Rahmen der für den angesprochenen Leserkreis sinnvollen Beschränkung auf die einfacher beherrschbare und leichter zu realisierende AM-Technik. Auch für Anfänger mit nahezu keiner Voraussetzung gedacht, erschien es dabei sinnvoll, die Beschreibungen nicht gerade mit integrierten Schaltkreisen zu beginnen, sondern mit Überschaubarem, das dadurch leichter zu den vorgegebenen und nur noch in ihrer vorprogrammierten Wirkung nutzbaren fertigen Bausteinen führt. So steht diese Broschüre – zeitgemäß – zwar im Zeichen der integrierten Analogschaltung, bietet jedoch genügend «Anlauf», zu ihr zwanglos und nicht ohne Vorbereitung zu gelangen. Vielleicht lassen sich dadurch die erreichbaren Vorzüge und ihre «Perfektion» noch besser erkennen.

Das Vorhaben wird wirkungsvoll unterstützt durch die thematischen Vorläufer dieser Broschüre, nämlich die beiden Bände «Experimentelle Elektro- und Funktechnik» von *E. Klaffke*. Daher konnten Grundlageninformationen knapp gehalten werden.

Berlin, im Sommer 1980 *Klaus Schlenzig*

1. Von Sendern und Schwingkreisen

1.1. AM-Rundfunk

Ein Rundfunksender baut um sich ein elektromagnetisches Wechselfeld auf, dessen Schwingungen von seiner Sendefrequenz (gemessen in Hertz) bestimmt werden. Die Feldstärke am Empfangsort nimmt mit wachsendem Abstand zum Sender ab. Dafür gelten bestimmte physikalische Gesetze, wobei die nach ihnen mathematisch ermittelten örtlichen Feldstärken noch von Geländeverhältnissen und dem Charakter der Bebauung bestimmt werden (z. B. schirmen Gebäude aus Stahlbeton stark ab; das gilt übrigens auch für Eisenbahnwagen und PKWs, wo der beste Empfang in Fensternähe möglich ist).
Die Schwingungen haben für Mittelwelle Frequenzen zwischen 525 und 1625 kHz. Ein solcher Sender läßt sich – leistungsabhängig – bis zu einigen hundert Kilometern weit empfangen. Im oberen Bereich kommt es abends durch Reflexionen an ionisierten Schichten, die sich um die Erde ziehen, auch mit Stationen kleinerer Leistung zu großen Reichweiten.
Die hochfrequente Senderwelle ist aber nur Träger der gesprochenen Nachrichten oder des Musikprogramms. Das menschliche Ohr reagiert auf Schallwellen zwischen etwa 16 und 16000 Hz. Wenn solche niedrigen Frequenzen als elektromagnetische Wellen abgestrahlt würden, dann brauchte man Sender mit Antennen von erheblichen Dimensionen. Sie würden andere elektroakustische Einrichtungen stören. Außerdem hätte man empfängerseitig erhebliche Schwierigkeiten, sie ausreichend zu verstärken, da kein die Rückwirkungen vermindernder Frequenzwechsel wie etwa beim Superhet möglich wäre. Außerdem störte jedes Streufeld (z. B. von Transformatoren). Schließlich könnte man auch immer nur einen Sender betreiben, da alle anderen die gleichen Frequenzen benötigten und sich dadurch störten.
Man moduliert deshalb einen hochfrequenten Träger mit den Tonfrequenzen. Im Fall der auf Mittelwelle und Langwelle durchweg üblichen (weil für diesen Bereich aus mehreren Gründen zweckmäßigen) Amplitudenmodulation wird die Amplitude der hochfrequenten Senderwelle durch das Modulationsgemisch beeinflußt (Bild 1.1). Empfängerseitig müssen beide wieder getrennt, also demoduliert werden. Das entspricht einer Gleichrichtung, wobei gleich-

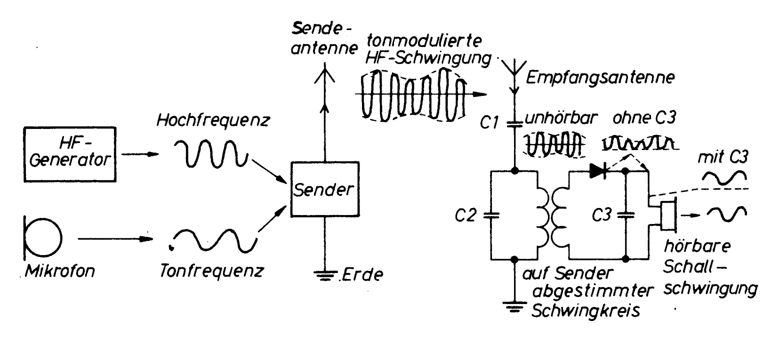


Bild 1.1 Signalweg und Umsetzungen bei einer AM-Rundfunkübertragung

zeitig die hochfrequenten Amplituden einer Schwingungshälfte «integriert» werden, so daß sich wieder der geschlossene Kurvenzug der jeweiligen Tonfrequenzschwingung ergibt (vgl. ebenfalls Bild 1.1!). Das bewirkt der Kondensator hinter dem Gleichrichter, der für die Tonfrequenz noch genügend sperren muß. Das Sendersignal ist am Empfangsort meist schwach und muß verstärkt werden, entweder (in größeren Empfängern – schaltungstechnisch gemeint) schon HF-seitig (meist außerdem nach dem Superprinzip durch Überlagerung mit Hilfsfrequenz und durch weitere Verstärkung der Zwischenfrequenz) oder mindestens nach der Demodulation. Die einzige Ausnahme bildet der nur für große Feldstärken geeignete Detektorempfänger ohne Zusatzverstärker. Ein Spezialfall ist die Audionschaltung, wie sie in einigen Varianten beschrieben wird. Ein einziger Transistor übernimmt die HF-Verstärkung (zur Kreisentdämpfung und damit zur Erhöhung von Empfindlichkeit und Trennschärfe benutzt), die Demodulation sowie eine gewisse (wenn auch geringe, schaltungsabhängige) NF-Verstärkung.
Audionschaltungen sind auch für Kurzwelle geeignet. Der Kurzwellenempfang weist aber einige Besonderheiten auf, die ebenfalls noch kurz erwähnt werden sollen. Ein Sender läßt sich durch seine Frequenz oder seine Wellenlänge kennzeichnen. Zwischen beiden Größen besteht wegen der Lichtgeschwindigkeit, mit der sich elektromagnetische Wellen ausbreiten, die Beziehung

$$f = \frac{300 \cdot 10^6}{\lambda}.$$

Dabei ergibt sich f in Hz, wenn λ in m eingesetzt wird. Wellen unterhalb 200 m nennt man Grenzwellen; sie gehen schließlich in die

Kurzwellen über (etwa 100 bis 10 m). Rundfunkempfänger umfassen maximal meist den Kurzwellenbereich von 19 bis 49 m. Man unterscheidet die Wellen unter anderem nach ihren Ausbreitungsbedingungen.
Langwellen: Ausbreitung nur längs der Erdoberfläche, daher Reichweite hauptsächlich von der Senderleistung abhängig. Physikalisch gesehen ist das vor allem ab 3 000 m der Fall; die Langwelle im Rundfunkempfänger beginnt also eigentlich im Gebiet der Mittelwellen und kommt erst am «längeren Ende» (um 2 000 m) in das Gebiet, wo die Bodenwelle überwiegt.
Mittelwellen: Tagsüber hauptsächlich als Bodenwellen, also von der Senderleistung bestimmte Reichweite; nachts vor allem im Grenzwellenbereich, außerdem als Raumwelle, deren zur Erde reflektierte Anteile die Reichweite auch schwächerer Sender beträchtlich erhöhen. Man kann sich davon abends selbst überzeugen.
Kurzwellen: Von der Senderleistung nur in gewissen Grenzen beeinflußte Reichweite; unterhalb 50 m vor allem Raumwelle, die auf verschiedene Art, je nach Tageszeit, Sonneneinstrahlung und Frequenz, auf die verschiedensten Punkte der Erdoberfläche zurückgelenkt wird. Das ermöglichen reflektierende (weil ionisierte) Schichten, die die Erde in verschiedenen Höhen umgeben. Von Sonnen- und anderen Strahlungen erzeugt, unterliegen sie tages- und jahreszeitlichen Schwankungen. Diese besonderen Eigenschaften sind vorwiegend auf Kurzwellen beschränkt.
Zwischen den einzelnen Wellenbereichen gibt es dabei bezüglich Tageszeit und Ausbreitung natürlich gewisse Unterschiede, worauf der transkontinentale Nachrichtenverkehr bei der Wahl der Frequenzen zu achten hat. Das «Europaband» (49 m) bietet über einen großen Teil der 24 Stunden eines Tages zahlreiche Sender, die meist einige hundert Kilometer entfernt sind. Der 49-m-Bereich fehlt heute in kaum einem Super und bietet besonders bei Reiseempfängern eine willkommene Erweiterung der Empfangsmöglichkeiten. Weitere Rundfunkbänder sind 41, 31, 25 und 19 m. Der Amateurfunk wird unter anderem auf 80, 40, 20, 15 und 10 m durchgeführt [1].

1.2. Schwingkreise

Zum Aussieben eines Senders aus dem großen «Angebot», das uns eine Stab- oder Langdrahtantenne liefert, oder aus den (elektro-)magnetischen Wechselfeldern bei Verwendung eines Ferritstabs oder

einer Rahmenantenne benutzt man die besonderen Eigenschaften von Induktivität und Kapazität, die zu einem Schwingkreis vereint werden (Bild 1.2). Es gibt Serien- oder Reihen- und Parallelschwingkreise. Während die erstgenannten z. B. in Antennenkreisen und beim Ausfiltern unerwünschter Frequenzen («Saugkreis») eine Rolle spielen, eignen sich die letztgenannten praktisch für alle Stufen eines Empfängers. Das wird aus den folgenden Betrachtungen verständlich. Für den physikalisch noch wenig bewanderten Anfänger ist der Effekt der «Resonanz» nicht ohne weiteres begreifbar. Man wird ihn auch am ehesten noch am Parallelkreis einsehen und dann vielleicht auch die Wirkung des Serienkreises begreifen.

Wird einem Kondensator ein Strom (z. B. über einen Vorwiderstand aus einer Spannungsquelle) zugeführt, so lädt er sich auf. Im ersten Moment ist dabei seine Spannung noch Null, der Strom hat den Maximalwert. Die am Kondensator «langsam» steigende Spannung U_C bewirkt, daß der Ladestrom immer kleiner wird:

$$I_C = \frac{(U_Q - U_C)}{R},$$

wenn U_Q die Quellspannung ist. Daß die Spannungs-Zeit-Funktion exponentiell verläuft, soll hier nicht interessieren. Theoretisch nach unendlich langer Zeit, praktisch bereits nach $3\,\tau = 3\,RC$, ist C auf U_Q geladen; I_C ist Null. Man sagt, I_C ist U_C vorausgeeilt. Man spricht von einer Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom, wenn das periodisch wiederholt wird. Bei Wechselspannung würde sich daher ein Verlauf nach Bild 1.3 ergeben. Auf die Periodendauer bezogen (360° als Winkel ausgedrückt), eilt I_C U_C um

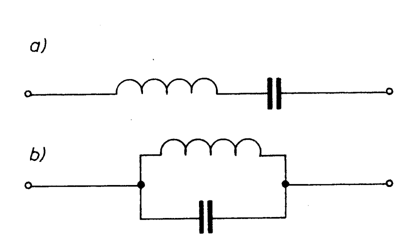
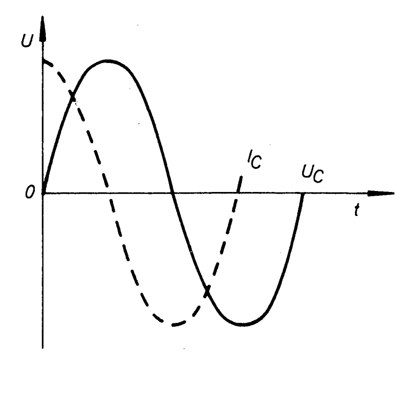


Bild 1.2
Schwingkreise:
a – Serienkreis (bei Resonanz im Idealfall anliegende Spannung Null, jedoch maximale Spannungen über L und C; Strom in den Kreis: Maximum, nur vom Innenwiderstand des speisenden Generators begrenzt); b – Parallelkreis (bei Resonanz im Idealfall anliegende Spannung maximal, hineinfließender Strom Null, jedoch maximaler Strom zwischen L und C im Kreis)



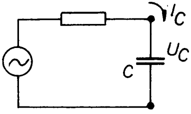
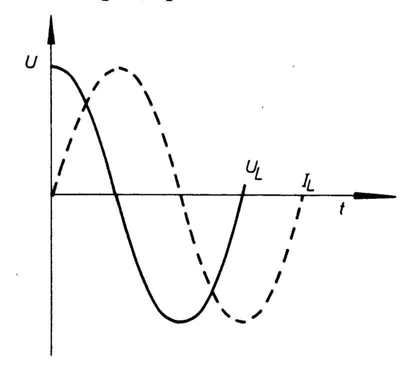


Bild 1.3
90° Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung beim idealen Kondensator an Wechselspannung

$^1/_4$ Periode, also 90°, vor. Genau umgekehrt verhält sich eine (ideale) Spule (Bild 1.4): 90° nach dem Spannungsmaximum erhält man das Strommaximum. Das Produkt von Strom und Spannung ist die Leistung. Wenn sich aber – über die gesamte Periode gesehen – als Summe aller Augenblickswerte dieser Produkte die Gesamtleistung Null ergibt, spricht man von einer Blindleistung. Es wird also dabei



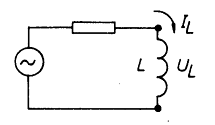


Bild 1.4
90° Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom bei idealer Spule an Wechselspannung

nichts in eine andere Energieform (etwa in Wärme) umgesetzt. Daher heißt der Widerstand, den Spule bzw. Kondensator im Wechselspannungskreis darstellen, Blindwiderstand. Betragsmäßig gilt

$$X_L = 2\pi f L = \omega L \quad \text{und} \quad X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{\omega C}.$$

Das «Blindverhalten» drückt der Mathematiker durch ein j aus ($j = \sqrt{-1}$, «imaginär»). Es gilt damit genau

$$X_L = j\omega L \quad \text{und} \quad X_C = \frac{1}{j\omega C}.$$

Der mathematisch vorgebildete Leser kann sich damit die folgenden Erläuterungen auch auf dem Rechenwege beweisen, wenn er mit j umzugehen vermag.

Wenn nun eine Spule und ein Kondensator zusammengeschaltet werden, so bedeutet das bei Energiezufuhr mit einer Wechselspannung veränderbarer Frequenz f: Während X_L mit wachsendem f linear steigt, fällt X_C mit der Funktion $1/f$ (Bild 1.5). Umgekehrt: Der Leitwert $1/X_L$ sinkt, der Leitwert X_C steigt mit f. In beiden Fällen (Widerstandsbetrachtung für Serien-, Leitwertbetrachtung für Parallelkreis) ergibt die Addition unter Berücksichtigung des «komplexen Charakters» einen Gesamtwiderstand (Gesamtleitwert), der beim Frequenzpunkt f_{Res} (ideal) zu Null wird. Das heißt, der Serienkreis setzt der anliegenden Spannung keinen (!) Widerstand entgegen, und der Parallelkreis nimmt keinen Strom von außen mehr an (konstante Amplitude der anliegenden Wechselspannung vorausgesetzt), sein Widerstand bei Resonanz ist also unendlich. Die einmal zugeführte Energie pendelt ständig zwischen L und C im Takte der Resonanzfrequenz hin und her. Bei jeder anderen Frequenz dagegen kommt dieses «Pendel» außer Tritt,

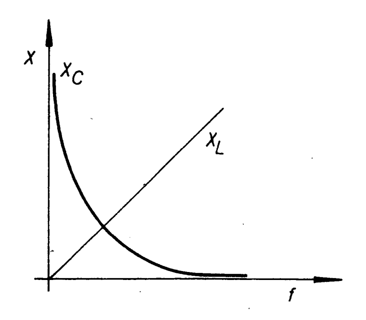


Bild 1.5
Gegenläufiges Verhalten der Beträge von kapazitivem und induktivem Widerstand über der Frequenz

wenn es auch (bei idealen Bauelementen) keine Wirkleistung braucht. Anders im realen Fall. Kein Kondensator hat einen unendlich hohen Isolationswiderstand, und keine Spule läßt sich bei üblichen Umgebungstemperaturen ohne ohmschen Widerstand realisieren. Beide Widerstände stellen die «Reibung» des «Pendels» dar, durch die Elektroenergie (unerwünscht) in Wärme umgesetzt wird. So ergibt sich beim Parallelschwingkreis die Widerstandskurve nach Bild 1.6 mit dem maximalen Widerstand bei Resonanz. (Für den Serienkreis ist das der maximale Leitwert; während an seinen Klemmen im Resonanzfall eine sehr kleine Spannung bleibt, sind die Resonanzspannungen an L und C hoch!)
Was zunächst nachteilig erscheint, erweist sich aber bei näherer Betrachtung als meist akzeptabel, weil sich beim AM-Rundfunksender die «Nachricht» bzw. die Musik nicht in der Senderfrequenz selbst befindet, sondern vielmehr in den sogenannten Seitenbändern. Bei der Amplitudenmodulation einer Frequenz von 1 MHz wird z. B. ein Ton von 1 kHz zu den beiden Seitenbandfrequenzen 1 001 kHz und 999 kHz. Für eine hochwertige AM-Musikübertragung brauchte man daher eine «Bandbreite» von 2 × 16 kHz! Bei diesen «Eckfrequenzen» aber soll die am Schwingkreiswiderstand auftretende Spannung noch 0,7 der Spannung am Resonanzpunkt sein. Eine entsprechende Kreisdämpfung ist also sogar notwendig!
Da die Mittelwelle überfüllt ist, mußte man hier schon bald auf optimale Wiedergabequalität verzichten und wich auf UKW (für Rundfunk Wellenlängen um 3 m) aus. Wenn jeder Mittelwellensender seine beiden Seitenbänder auf 5 kHz beschränkte (Bild 1.7), könnte man zwischen 520 und 1 620 kHz 110 Sender unterbringen, die sich – bei entsprechend selektiven Empfängern – nicht gegenseitig stören. Tatsächlich befinden sich in diesem Bereich heute

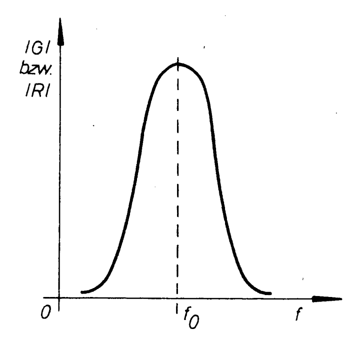


Bild 1.6
Resonanzkurven von realem Serien- und Parallelkreis (Serienkreis: Leitwert $|G|$, Parallelkreis: Widerstand $|R|$; f_0 ist die durch die *Thomsonsche*-Schwingungsgleichung gegebene Resonanzfrequenz)

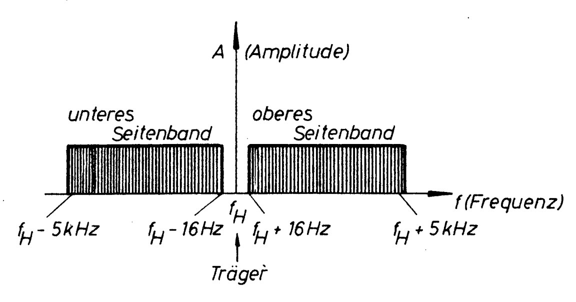


Bild 1.7 Spektrum eines Kurz-, Mittel- oder Langwellen-Rundfunksenders (Beispiel: Modulation bis 5 kHz)

viel mehr Sender mit teilweise recht beachtlichen Leistungen. Abgestimmt wird auf Mittelwelle im allgemeinen mit einem Drehkondensator, der wegen der *Thomsonschen* Schwingungsgleichung im Verhältnis $(520:1\,620)^2$ oder etwa 1:9,8 veränderbar sein muß. Bei dieser Voraussetzung würde er sich damit auf 110 verschiedene Sender einstellen lassen. Das geht erfahrungsgemäß recht gut; Linearskalen mit einer von der 180°-Kondensatordrehung übersetzten linearen Zeigerlänge zwischen etwa 10 cm bei Kleinempfängern bis 30 cm bei Großsupern beweisen dies.

Mit einem solchen Drehkondensator auf Kurzwelle einen Sender zu suchen erweist sich als nahezu sinnloses Unterfangen. Bei 6 MHz (49-m-Band) beginnend, liegt jetzt das obere Skalenende bei etwa 18 MHz. Gleiche Bandbreite eines Senders vorausgesetzt, stecken also bei gleichmäßiger Verteilung auf dieser Skalenstrecke 1 200 Stationen. Für jeden bleibt damit nur noch etwa $^1/_{10}$ des bei Mittelwelle zugelassenen Zeigerwegs (wenn man einen frequenzlinearen Plattenschnitt des Drehkondensators annimmt). Etwas «toter» Gang, und die Sache wird völlig hoffnungslos. Der Amateur bedient sich der Bandspreizung. Auf diese Weise holt man sich das gewünschte Band über die ganze Skale. Der Trick besteht in folgendem: Der gegebene Drehkondensator (günstiger sind allerdings jetzt statt 350 oder gar 500 pF Werte um maximal 50 pF) wird mit einem Parallelkondensator versehen. Aus einem Bereich von 50 bis 500 pF kann man z. B. mit 500 pF den Abstimmbereich (50 + 500) bis (500 + 500) pF gewinnen, also statt 1 : 10 eine Kapazitätsvariation von nur etwa 1 : 2 (Bild 1.8). Wie die *Thomsonsche* Schwingungsgleichung

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

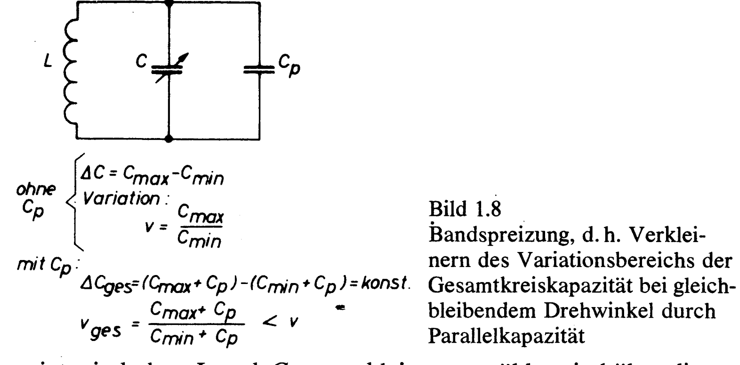
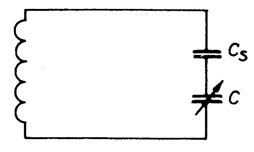


Bild 1.8
Bandspreizung, d. h. Verkleinern des Variationsbereichs der Gesamtkreiskapazität bei gleichbleibendem Drehwinkel durch Parallelkapazität

zeigt, sind aber L und C um so kleiner zu wählen, je höher die zu empfangende Frequenz sein soll. Zu große Kapazitätswerte ergeben ungünstige Kreisverhältnisse. Den obengenannten Abstimmbereich (500 + 500) pF muß man also möglichst verringern. Das wiederum erreicht man mit einem «Verkürzungskondensator»: Schaltet man z. B. dem 500-pF-Drehkondensator eine Kapazität von 500 pF in Serie, so wird C maximal 250 pF und minimal $\frac{50 \cdot 500}{50 + 500} \approx 45$ pF. Aus 1 : 10 ist ein Kapazitätsverhältnis von etwa 1 : 5,5 geworden (Bild 1.9). Meist kombiniert man beide Methoden. Hinweis: Während bei diesen Betrachtungen immer $C_{min} : C_{max}$ angesetzt worden ist, enthalten die Bilder als Variation das Verhältnis $C_{max} : C_{min}$, also den Kehrwert.



ohne C_S: $\Delta C = C_{max} - C_{min}$

$$v = \frac{C_{max}}{C_{min}}$$

mit C_S:

$$\Delta C_{ges} = \frac{C_{max}\, C_S}{C_{max} + C_S} - \frac{C_{min}\, C_S}{C_{min} + C_S}$$

$$v_{ges} = \frac{\frac{C_{max}\, C_S}{C_{max} + C_S}}{\frac{C_{min}\, C_S}{C_{min} + C_S}}$$

Bild 1.9
Bandspreizung durch Serienkapazität

1.3. Spulen für Schwingkreise

Während das Angebot an Schwingkreiskondensatoren begrenzt und überschaubar ist, sucht der Interessent oft vergeblich nach der passenden Spule für sein Problem. Es gibt zwar ein relativ breites Sortiment «bewickelter Bauelemente», angefangen von Teilen für Mittel- und Kurzwellenempfänger bis hin zu Filtern für Fernsehempfänger. Auch einige Sorten Ferritstäbe sind im Angebot. Das Problem besteht jedoch meist in der Frage, welche Daten die Kerne dieser Spulen haben und für welchen Frequenzbereich sie geeignet sind. Auf die letzte Frage wird man zumindest durch die ursprüngliche Bestimmung der Spule (des Filters) eine ungefähre Antwort erhalten. Offen bleibt meist, wieviel Windungen für den gewünschten Zweck nötig sind, denn ein Induktivitätsmeßgerät wird nicht gerade zur Anfängerausrüstung gehören. Auch Arbeitsgemeinschaften werden nicht unbedingt darüber verfügen.

Am Beispiel eines Ferritstabs sei deshalb im folgenden ein praktikabler Weg zur Kernbestimmung erläutert. Für den angestrebten Zweck genügt lackisolierter Volldraht, Durchmesser etwa 0,3 bis 0,4 mm. Davon werden eng aneinander 100 Wdg. auf den Kern gewickelt. Die Enden legt man mit Klebstreifen oder Heftpflaster fest. Zwischen Kern und Wicklung kommt vorher noch eine dünne Pappröhre. Dadurch läßt sich die Spule verschieben. Außerdem benötigt man noch einen Kunstfolie- oder Keramikkondensator (kein Epsilan!) von 220 oder 470 pF mit möglichst kleiner Toleranz (5 %) und eine Detektorschaltung mit Verstärker (Bild 1.10), die, mit etwa 15 Wdg. auf das eine Spulenende gewickelt, an den Schwingkreis gekoppelt wird. Für den Verstärker reichen – je nach örtlichen Bedingungen – vielleicht 2 Stufen, oder man muß sogar (gestrichelt) über eine geringe Kapazität eine kleine Hilfsantenne ankoppeln.

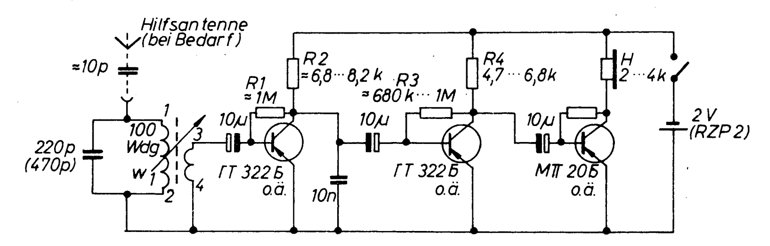


Bild 1.10 Kleinempfänger für Mittelwelle zur Ermittlung des Kernfaktors unbekannter Ferritstäbe u. ä.

Die Frequenz des stärksten Mittelwellenortssenders ist wohl immer bekannt. Durch Verschieben des Ferritstabs in der Spule und im Vergleich mit einem Rundfunkempfänger wird er gesucht. Ein Teil der Windungen ragt jetzt über den Stab hinaus. Diese werden abgewickelt und abgeschnitten. Vom neuen Ende entfernt man die Isolation und lötet es an. Nun wird der Ferritstab so weit in die Spule hineingeschoben, bis der Ortssender wieder erscheint. Die übriggebliebenen Windungen sind die Rechengrundlage für den «Kernfaktor» K. (Sollte übrigens der Sender mit 220 pF nicht zu finden sein, weil er zu «tief» liegt, dann 470 pF benutzen!) Es gilt $L = \mathrm{K} \cdot w^2$ oder $\mathrm{K} = L/w^2$. L wiederum ergibt sich nach der eingangs genannten, umgestellten *Thomsonschen* Schwingungsgleichung aus

$$L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C}.$$

Beispiel: $f = 1\,\mathrm{MHz}$, $w = 60$, $C = 220\,\mathrm{pF}$. Die Induktivität ist dann $L \approx 115 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{H}$ und damit $\mathrm{K} = 0{,}092 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{H}$. Hat man nun für seinen Erstlingsempfänger einen schönen großen Luftdrehkondensator mit $C_{max} = 500\,\mathrm{pF}$ erworben, so ergibt sich das bei C_{max} für $f_{min} = 510\,\mathrm{kHz}$ nötige L zu etwa $195 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{H}$. Das bedeutet im Beispiel $w = \sqrt{L/\mathrm{K}} = 78$ Wdg. Hinweis: Für sehr kleine oder sehr große Windungszahlen gegenüber der Testwindungszahl wird die Rechnung nicht mehr ganz zutreffen.

Und nun noch etwas «Theorie», die sich allerdings in der täglichen Praxis immer wieder bemerkbar macht. Bereits weiter vorn war von der durchaus nützlichen «realen» Eigenschaft unserer Schwingkreise die Rede, nämlich ihrer Bandbreite. Das ist einer der Begriffe, mit denen Schwingkreise beschrieben werden. Der bereits bekannte Resonanzwiderstand setzt sich aus dem Isolationswiderstand und dem erst bei Wechselspannungsbeanspruchung im Dielektrikum des Kondensators wirksamen Verlustwiderstand des Kondensators und aus dem unter anderem durch den Drahtwiderstand gegebenen Verlustwiderstand der Spule zusammen. «Unter anderem» bedeutet, daß bei höheren Frequenzen der Drahtwiderstand, mit dem Ohmmeter gemessen, nur ein Teil des wirksamen Widerstands ist, denn die hochfrequenten Ströme «drängen» sich gegenseitig nach außen, so daß man im Senderbau mit Kupferrohren statt mit Massivkupferwindungen auskommt, im Kurzwellenempfänger z. B. die Drahtoberflächen dicker Drähte versilbert (Silber leitet besser als Kupfer) und bei mittleren Frequenzen gern HF-Litze benutzt. Ihre feinen Drähte sind so verdrillt, daß «mal der eine und mal der andere» außen liegt; der wirklich leitende Querschnitt vergrößert

sich dadurch wieder. Aber Vorsicht: Litze, bei der auch nur ein Draht beim Löten nicht erfaßt wird, kann schlechter sein als Volldraht!
Auch die Kerneigenschaften können zu den Verlusten beitragen (MW-Ferrit dämpft bei Kurzwelle bereits erheblich!), und die Nähe von metallischen Flächen bringt einen weiteren Betrag zu den Spulenverlusten. Daher sollen z. B. metallische Filterhauben, die ja magnetisch Kurzschlußwindungen darstellen, mindestens erst im Abstand eines Spulendurchmessers beginnen. Hat nun im Parallelschwingkreis der Kondensator den parallel zu C liegenden Verlustwiderstand R_{pC} (von z. B. 1 MΩ) und die Spule den in Serie zu L zu rechnenden Verlustwiderstand R_{sL} von 10 Ω, so ergibt sich der bei Resonanz wirkende Gesamtwiderstand zu [2]

$$R_0 = R_{pL} \parallel R_{pC} \quad \text{mit} \quad R_{pL} = \frac{\omega_0^2 L^2}{R_{sL}}.$$

(Das läßt sich aus den weiter vorn gegebenen Voraussetzungen wegen der Verknüpfung über j ableiten!)
Im Beispiel sei $f_0 = 1\,\text{MHz}$, also $\omega_0 = 2\pi \cdot 1\,\text{MHz}$, und $L = 200\,\mu\text{H} = 2 \cdot 10^{-4}\,\text{H}$.
Das ergibt

$$R_{pL} = \frac{4\pi^2 \cdot 10^{12} \cdot 4 \cdot 10^{-8}}{10} = 157{,}91\,\text{k}\Omega$$

und

$$R_0 = \frac{R_{pL} \cdot R_{pC}}{R_{pL} + R_{pC}} \approx \frac{158 \cdot 10^3 \cdot 10^6}{1{,}158 \cdot 10^6} = 136{,}7\,\text{k}\Omega.$$

Da dieser Schwingkreis nun ein bestimmtes «Band» ungeschwächt (real mit einem Spannungsverhältnis von 1:0,7) aussieben soll, muß er außerhalb davon liegende Frequenzen möglichst gut ausblenden. (Ein Maß dafür ist seine «Güte».) Das ist natürlich nur möglich, wenn der störende Sender nicht mit einer solchen Amplitude einfällt, daß er dennoch mit der Nutzamplitude konkurrieren kann. Wenn also ein Sender auf der «Flanke» der Resonanzkurve dort einfällt, wo der Schwingkreis bereits 10:1 gegenüber Resonanzfrequenz dämpft, genügt es, wenn er die 10fache Amplitude des gewünschten Senders hat, um mit der gleichen Lautstärke wiedergegeben zu werden! Die Leerlaufgüte Q_0 eines Schwingkreises ist definiert zu

$$Q_0 = \frac{R_0}{\omega_0 L} = \omega_0 \cdot C \cdot R_0.$$

Liegt ein solcher Schwingkreis zwischen 2 Verstärkerstufen mit dem «Generatorwiderstand» R_G der ersten von z. B. 100 kΩ (was z. B. durch eine Anzapfung oder Koppelwicklung des Kreises aus einem kleineren Ausgangswiderstand der Stufe durch R-Transformation gewonnen werden kann – s. u.) und einem Eingangswiderstand R_E der zweiten von (über ähnliche Maßnahmen erzielt) wiederum 100 kΩ, so ergibt sich als $R_{res\,ges}$ ein Wert von

$$\frac{1}{\frac{1}{R_G}+\frac{1}{R_0}+\frac{1}{R_E}},$$

im Beispiel also 36,6 kΩ.
Damit wird die Betriebsgüte des Schwingkreises

$$Q=\frac{36{,}6\cdot 10^3}{2\pi\cdot 10^6\cdot 2\cdot 10^{-4}}=29{,}1,$$

während Q_0 noch den Wert

$$Q_0=\frac{136{,}7\cdot 10^3}{2\pi\cdot 10^6\cdot 2\cdot 10^{-4}}=108{,}7$$

hatte.
Wer sich schon mehr mit Fragen der Elektrotechnik befaßt hat, kennt vielleicht den Begriff der Anpassung. Anpassung heißt, daß eine Quelle mit gegebenem Innenwiderstand R_i ihre Energie an einen Außenwiderstand R_a liefert, der gerade so groß wie R_i ist. Nur in diesem Falle wird das mögliche Maximum an Leistung von $U_Q/4R_i$ an R_a abgegeben.
Bei Wechselspannung kann – in praktischen Grenzen – jeder R_a an einen gegebenen R_i durch Transformieren angepaßt werden.

R_G, G, U_1, I_1, R_1, w_1, w_2, I_2, U_2, R_2

$$R_2=\frac{U_2}{I_2}$$

$$R_1=\frac{U_1}{I_1}$$

(diesen Widerstand R_1 „sieht" der Generator G bei idealem Transformator, wenn R_2 an w_2 liegt!)

$$ü=\frac{w_2}{w_1}$$

$$U_2=U_1\frac{w_2}{w_1}=üU_1$$

$$I_2=I_1\frac{w_1}{w_2}=\frac{1}{ü}I_1$$

$$R_2=\frac{U_2}{I_2}=\frac{U_1}{I_1}\cdot\frac{w_2^2}{w_1^2}=R_1\cdot ü^2$$

Bild 1.11 Der Transformator übersetzt (Wechsel-)Spannungen mit dem Verhältnis der Windungszahlen und Widerstände mit dem Quadrat dieses Verhältnisses, weil er (Wechsel-)Ströme mit dem Kehrwert des Verhältnisses übersetzt

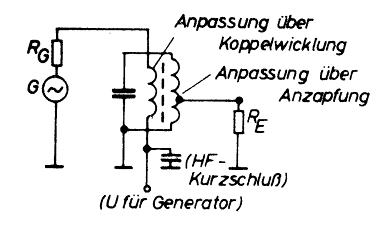


Bild 1.12
Anpassung eines Eingangswiderstands an einen Generatorwiderstand über Schwingkreis, z. B. zwischen 2 Verstärkerstufen

Das bedeutet, da ein Transformator Spannungen mit $ü1 = w2/w1$, Ströme aber mit $ü2 = w1/w2$ transformiert (von derselben Seite betrachtet!), daß ein an $w2$ angeschlossener Widerstand $R2$ ($U2/I2$) an $w1$ mit dem Wert $R2 \cdot (w1/w2)^2$ erscheint (Bild 1.11). Für $w1 > w2$ wird er also hoch-, für $w1 < w2$ heruntertransformiert. Eine Übersetzung $w1 : w2$ wie 3 : 1 ergibt also an $w1$ einen Widerstand, der 9mal so groß ist wie der an $w2$ liegende. Im Beispiel wurden (in Grenzen) beliebige R_G und R_E also über den Schwingkreis einander angepaßt, R_G durch eine Koppelwicklung, R_E durch eine Anzapfung; siehe Bild 1.12. Dabei zeigt sich, genauer betrachtet, daß der endlich große Resonanzwiderstand des Schwingkreises im Grunde doch unerwünscht ist. Er beansprucht einen Teil der Generatorenergie. Auf den Beitrag zur (benötigten) Bandbreite dagegen könnte man verzichten, wenn R_G und R_E so in den Kreis transformiert werden, daß die dafür erforderliche Betriebsgüte gerade realisiert wird. Die Bandbreite aber ergibt sich aus $B = f_0/Q$. Im Beispiel heißt das: Bei Leerlauf ($Q_0 = 108{,}7$) und mit $f_0 = 1\,\text{MHz}$ wird $B = \dfrac{10^6}{108{,}7} = 9{,}2\,\text{kHz}$. Das bedeutet beidseits 4,6 kHz, ein für AM unter heutigen Bedingungen bereits annehmbarer Wert. Bei Bedämpfung durch die ein- und ausgangsseitigen Verstärkerstufen steigt sie jedoch auf $B = \dfrac{10^6}{29{,}1} = 34{,}4\,\text{kHz}$ und läßt damit wesentlich mehr Frequenzen passieren, als für einen störungsfreien Empfang zulässig sind.

Der Schwingkreis erfüllt also die «Selektionsforderungen» der Mittelwelle nur, wenn er beispielsweise an den Eingang eines leistungslos steuerbaren MOS-Feldeffekttransistors angeschlossen wird und wenn man den Generatorwiderstand einer eventuellen Vorstufe so einkoppelt, daß sich einige hundert Kiloohm Parallelwiderstand zum Kreis ergeben. Schwingkreise hoher Leerlaufgüte sind damit stets anzustreben, will man genügend Freizügigkeit in der übrigen Schaltungsgestaltung erreichen. Der Widerstand eines Schwingkreises bei

einer vom Resonanzpunkt abweichenden Frequenz ist nicht mehr rein «ohmsch», sondern ein aus Wirk- und Blindwiderstand zusammengesetzter «Scheinwiderstand» Z_{Kr}. Für ihn gilt

$$Z_{Kr} = \frac{R_{ges}}{1 + jQ_v},$$

und der Verlauf seines Betrags

$$Z_{Kr} = \frac{R_{ges}}{\sqrt{1 + q^2v^2}}$$

über der Frequenz entspricht der in Bild 1.6 dargestellten Resonanzkurve. Darin ist v die Verstimmung

$$v = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f},$$

die man in Resonanznähe vereinfacht durch

$$v \approx 2\frac{f - f_0}{f}$$

annähern kann. Für einen Sender von z. B. 800 kHz hat der auf 1 MHz abgestimmte Schwingkreis mit dem Resonanzwiderstand von 36,6 kΩ und der Betriebsgüte von 29,1 also noch ein Z_{Kr} von

$$\sqrt{\frac{36{,}6 \cdot 10^3}{1 + 29{,}1^2 \cdot \left(\frac{800 - 1\,000}{800}\right)^2}} = 3{,}98\ \text{k}\Omega.$$

Bei einer gegebenen Resonanzkurve läßt sich das Selektionsverhalten der Schaltung wesentlich verbessern, wenn ein auf die gleiche oder – je nach zu erreichender Kurvenform «über alles» – auf eine dicht danebenliegende Frequenz abgestimmter Schwingkreis an den ersten angekoppelt wird. Das ist über Kondensator, Anzapfung, magnetische Kopplung oder auch mit zwischengeschalteter Verstärkerstufe möglich. Im Ergebnis entsteht ein Bandfilter, das unerwünschte Frequenzen außerhalb seines Durchlaßbereichs wirksam unterdrückt. Diese Betrachtungen sollen genügen, um Maßnahmen in später vorgestellten Schaltungen zu begreifen oder um sich Effekte erklären zu können, die bei einem Eigenbauprodukt vielleicht auftreten.

2. Empfänger mit Dioden und Transistoren

Die Gesamtheit aller eine bestimmte Wirkung erzeugenden, elektrisch miteinander geeignet verbundenen Bauelemente nennt man eine Schaltung. In einfachen Empfängern sind folgende Baustufen zu unterscheiden:

- Signaleingang (Antenne) – Eingangsschwingkreis aus Spule und Kondensator, wobei der Spulenkern, wenn Ferritstab, gleichzeitig Antenne ist;
- Demodulation durch Diode oder Transistor – Trennen der hörbaren NF von der unhörbaren hochfrequenten Senderwelle; um die Empfindlichkeit zu erhöhen, eventuell durch Rückkoppeln den Eingangskreis entdämpfen;
- Verstärkung der Niederfrequenz durch Transistoren (oder einen Schaltkreis);
- Umsetzung in akustische Schwingungen über Endstufe und Lautsprecher.

Zur Kopplung des Signals von Stufe zu Stufe benutzt man: von der Antenne (sofern außer Ferritstab notwendig) zum Schwingkreis einen Keramikkondensator von wenigen Picofarad, vom Kreis zum ersten Transistor eine Koppelwicklung oder Anzapfung und einen Keramik- oder Kunstfoliekondensator von einigen hundert bis 1000 pF, in der NF Elektrolytkondensatoren von einigen Mikrofarad, in der Empfängerendstufe der 60er Jahre einen Übertrager zur Anpassung an den niederohmigen Lautsprecher (8 Ω), in der modernen «eisenlosen» (auch in der integrierten) Endstufe einen Elektrolytkondensator von mehreren hundert bis 1000 µF. Jede Stufe soll nur den vorgesehenen Frequenzbereich verarbeiten und noch dazu nur aus den zugelassenen Quellen. Deshalb leiten als Siebkondensatoren eingesetzte Epsilan-Keramikkondensatoren die HF-Reste hinter der Gleichrichtung nach dem gemeinsamen Nullpotential (Masse) ab. Die ersten NF-Stufen sollen von der Endstufe her nicht über den Batterie-Innenwiderstand beeinflußt werden (Schwingerscheinungen, Knurren usw.). Daher siebt man auch die Gleichspannungszuführung zu den ersten Stufen mit einem Widerstand und einem nachgeschalteten Elektrolytkondensator.

Für Anfänger wurden in Anlehnung an den Baukasten «Polytronic-

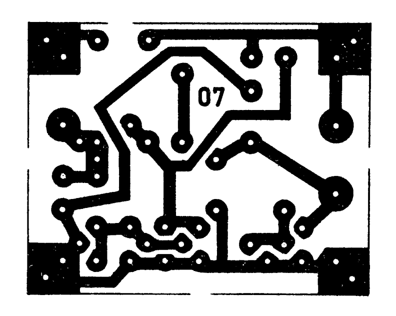
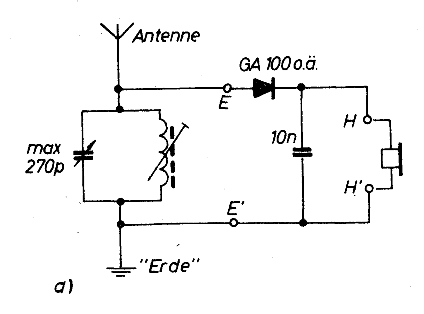


Bild 2.1
Leiterbild für Empfängerversuche nach Bauplan Nr. 41 (als «typofix»-Folie erhältlich)

ABC» in Verbindung mit [3] auf einer mehrfach verwendbaren Leiterplatte einige Empfängerschaltungen zusammengestellt. Die Leiterplatte, für die eine ätzfeste «typofix-electronic-special»-Folie im Handel ist, wurde anfängergerecht mit großen Lötaugen und ohne unnötige enge Packung der Bauelemente gestaltet. Dennoch genügte für alle Platten der genannten Literaturstelle ein einheitliches Format von 40 mm × 50 mm (Bild 2.1), und für die einfachste Schaltung davon ist es nahezu leer. Aus den für diese Platte entworfenen Schaltungen bringen die folgenden Abschnitte 3 typische Beispiele.
Wickelt man auf einen Ferritstab eng nebeneinander 80 bis 90 Wdg. Kupferlackdraht (Durchmesser etwa 0,4 mm) und legt sie mit Klebband fest, so hat man Spule und Antenne in einem. Ihre wirksame Antennenhöhe ist aber nicht sehr groß, und so empfiehlt sich mindestens für Bild 2.2 eine zusätzliche Antenne (wenigstens einige Meter Draht, frei aufgehängt) und Erde (Wasserleitung u. ä.). Damit sinkt allerdings auch die Trennschärfe. Die Schwingkreisteile werden, da ihre Maße von der örtlichen Beschaffungslage abhängen, außen angeschlossen. Eine Kunststoff- oder Hartpapiermontageplatte ist dafür sinnvoll.

2.1. HF-Gleichrichtung mit Diode

Die einfache Schaltung nach Bild 2.2a muß nicht unbedingt eine Leiterplatte erhalten. Allerdings sind die Bauelemente dadurch zuverlässig montiert.
Auf Grund des vorigen Abschnitts wird verständlich, warum eine solche (wohl die älteste) Empfangsschaltung nur bescheidene Ergebnisse bringt und warum man in einer Gegend mit mehreren starken Mittelwellenstationen meist alle gleichzeitig hört.



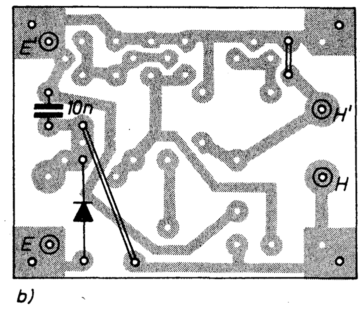


Bild 2.2
a – einfachste Empfängerstufe, die nach b – auf Leiterplatte nach Bild 2.1 aufgebaut wurde

Wenn auch oft schon ein in Zimmerhöhe (und Fensternähe!) ausgespannter Draht in Verbindung mit einem Erdanschluß ausreichende Empfangsspannungen liefert, so vermag der durch die übrige Schaltung stark bedämpfte Kreis doch kaum noch ausreichend zu sieben. Geht man von der Annahme aus, daß durch diese Schaltung z. B. ein am Kreis wirksamer Resonanzwiderstand von 3 kΩ zustande kommt (bei direkter Ankopplung an den Kreis ist es sogar noch weniger!), so ergibt sich mit den Beispielwerten eine Betriebsbandbreite von

$$B = \frac{10^6}{Q} \quad \text{mit} \quad Q = \frac{3 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-4}} = 2{,}39,$$

folglich B = 420 kHz, d. h., der Kreis liefert alles, was zwischen 580 kHz und 1,42 MHz mit genügender Spannung zu empfangen ist, also fast die gesamte Mittelwelle.
Daher wird man auch mit Abstimmen nicht allzuviel ausrichten können, wenn 2 Sender in 100 oder 200 kHz Abstand «einfallen». Mit einer Koppelwicklung von z. B. 0,2 w_{Kreis} sieht das schon besser aus. Nun stehen zwar nur noch 20 % der am Kreis entstehenden Senderspannung für die Gleichrichtung zur Verfügung, aber diese Span-

nung ist höher, weil die angenommene Last von 3 kΩ jetzt mit $1:5^2$ in den Kreis transformiert wird, d.h. mit 125 kΩ. Nun zeigt sich bereits, wie gut die Schwingkreisspule ist, und es wird auch sinnvoll, für eine geringe Bedämpfung durch den «Generator» Antenne zu sorgen (z.B. ebenfalls mit einer Koppelwicklung oder mit einem im Verhältnis zur Kreiskapazität kleinen Koppelkondensator, etwa 10 bis 27 pF). Auch das vermindert zwar die Kreisspannung, erhöht jedoch die von der Betriebsgüte bestimmte Trennschärfe. Ohne Berücksichtigung der Antennenwirkung auf den Kreis ergibt sich nun eine Bandbreite, in deren Berechnung bereits der Leerlauf-Resonanzwiderstand mit einfließt. Er ließe sich durch definiertes Bedämpfen mit bekannten Widerständen und Messen der Resonanzspannung ermitteln, doch darauf wird hier verzichtet. Mit der Annahme, daß der transformierte Lastwiderstand und der Leerlauf-Resonanzwiderstand zusammen z.B. 60 kΩ ergeben, wird nun Q 20mal so groß wie vorher, also etwa 48. Das ergibt ein B von nur noch 21 kHz, und ein solcher Wert reicht für die Schaltung völlig aus. Jetzt kann im Wechselspiel zwischen Koppelwicklungserhöhung und Überprüfung der erzielten Ausgangsspannung sowie der verbleibenden Trennschärfe der Empfänger den örtlichen Verhältnissen und der jeweiligen Antenne angepaßt werden. Man sieht – auch ein Diodenempfänger (früher «Detektor», «Entdecker», genannt) kann ganz schön üben! Die Wirkungen sind an ihm jedenfalls viel besser zu erkennen als in komplizierten Schaltungen. Was passiert aber eigentlich zwischen Schwingkreis und Kopfhörer?
Wie schon weiter vorn dargestellt (vgl. auch Bild 1.7), wird bei der Amplitudenmodulation die «Nachricht» von den in den Seitenbändern enthaltenen Frequenzen als Spannungsänderungen übertragen. Diese Spannungsänderungen entsprechen den aufmodulierten niederfrequenten Schwingungen. Das am Schwingkreis entstehende Spannungsgemisch ist symmetrisch zur Zeitachse, d.h., die NF-Schwingung ist sowohl «oben» als auch «unten» enthalten. Für einen niederfrequenten Schallwandler (Kopfhörer, Lautsprecher) läßt sie sich aber erst verwerten, wenn man nur eine Seite weiterverarbeitet. Die Voraussetzung dazu liefert eine Diode (Bild 2.3). Die modulierte HF nach Bild 2.3 erscheint an einem «Arbeitswiderstand» hinter der Diode gemäß Bild 2.3. Diese hochfrequenten «Halbwellen» sind aber noch nicht geeignet, den «langsamen» Kopfhörer zu bewegen. Der Kondensator parallel zum Hörer «glättet» sie zu einem Kurvenzug, der ein Abbild der senderseitigen NF-Modulation darstellt (Bild 2.3). Wird statt des Kopfhörers ein Widerstand angeschlossen und die NF-Spannung einer Verstärker-

stufe zugeführt, trennt man zweckmäßig den Gleichspannungsanteil durch einen Koppelkondensator ab (Bild 2.3). Die geringe Empfindlichkeit eines solchen Detektorempfängers resultiert vor allem aus der Diodenkennlinie. Erst bei einigen hundert Millivolt kommt eine vernünftige Gleichrichtung zustande (bei Germaniumdioden eher als bei Siliziumdioden); zu kleine modulierte HF-Spannungen liefern nur geringe und noch dazu stärker verzerrte NF-Spannungen. Eine Hochfrequenzverstärkerstufe vor dem Gleichrichter verbessert diese Verhältnisse entscheidend. Sie hat aber auch ihre Probleme: Der Transistor muß bei diesen Frequenzen möglichst rückwirkungsfrei verstärken, sonst greift die verstärkte Schwingung in den Eingangskreis ein (was auch durch magnetische Kopplung von Kern zu Kern passieren kann!) und führt zu Schwingerscheinungen. Beim Abstimmen über das gesamte Band wäre es optimal, auch den Ausgang mit abzustimmen. Das erfordert aber 2 möglichst gleichlaufende Drehkondensatorpakete und gleiche Kreiseigenschaften; Abgleich ist unumgänglich. Daher wird in weniger anspruchsvollen Empfängern der Ausgangskreis nicht abgestimmt, sondern so gestaltet, daß sich die an ihm verfügbare Spannung möglichst im empfangenen Frequenzbereich nur wenig ändert. In der Nähe starker Mittelwellensender wird eine solche HF-Vorstufe schnell fragwürdig. Was sie nicht tun soll, bewirkt bereits die HF-Stufe: Die großen Senderspannungen werden schon in ihr zum Teil gleichgerichtet, und das auch bei Empfang in der Frequenz benachbarter Stationen. Außerdem mischen sich diese Sender in der ersten Stufe, und ein einwandfreier Empfang ist nicht mehr möglich.
Industriell eingesetzte HF-Stufen regelt man daher in ihrer Eingangsempfindlichkeit gemäß der vom empfangenen Sender gewonnenen gleichgerichteten Spannung, die als «Regelspannung» auf die HF-Stufe zurückgeführt wird.

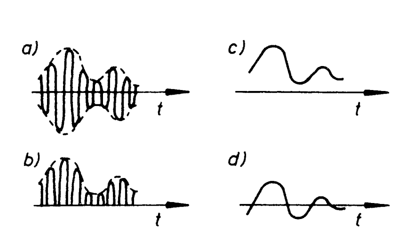
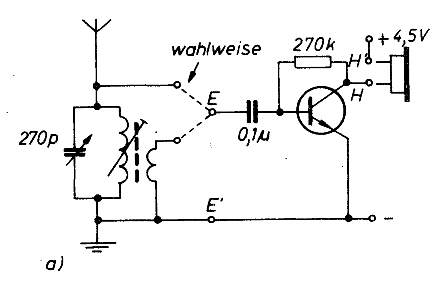


Bild 2.3
Vorgang der «Demodulation»: a – HF-Schwingung mit NF moduliert (Hüllkurve!); b – Diode läßt nur eine Halbwelle durch; c – Kondensator «glättet» (Kurzschluß für HF, Aufladen auf ihren der NF entsprechenden Mittelwert); d – NF-Schwingung hinter Auskoppelkondensator

2.2. HF-Gleichrichtung mit Transistor

Mit den gleichen Variationsmöglichkeiten wie bei den Versuchen in Abschnitt 2.1. läßt sich mit der Schaltung nach Bild 2.4a experimentieren. Bild 2.4b zeigt den ebenfalls noch recht einfachen Bestückungsplan für die Experimentierplatte 07 aus der «typofix»-Folie «Elektronik-ABC».
Die Eingangsdiode des Transistors wirkt als Gleichrichter, und die an ihr entstehende NF steht am Kollektor verstärkt für den Kopfhörer zur Verfügung. In einer verbesserten Variante wird die Diode durch eine veränderbare Basisspannung etwas in Öffnungsrichtung vorgespannt. Bei einem bestimmten, auch von der Senderspannung abhängigen Einstellwert am Trimmpotentiometer wird die Wiedergabelautstärke am größten. Bild 2.5a zeigt diese Schaltung; bestückt wird nach Bild 2.5b.
Die Möglichkeiten sowohl der Experimentierplatte als auch dieser Empfängerschaltung sind bei Einsatz einer NF-Verstärkerstufe gemäß Bild 2.6a (Bestückung: Bild 2.6b) etwa ausgeschöpft.



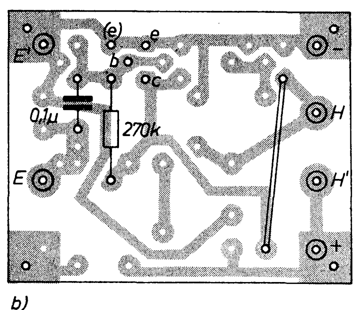
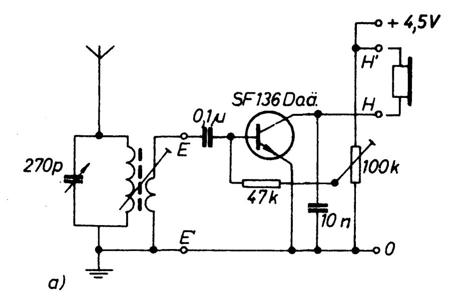


Bild 2.4
a – HF-Gleichrichtung mit Transistor, b – auf Leiterplatte nach Bild 2.1 realisiert



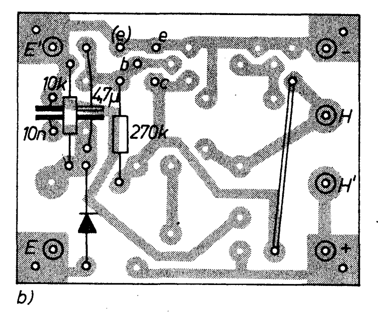
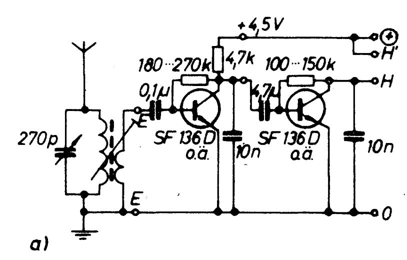


Bild 2.5
Diodenvorspannung verbessert Empfangseigenschaften:
a – Stromlaufplan, b – Realisierung auf Leiterplatte nach Bild 2.1



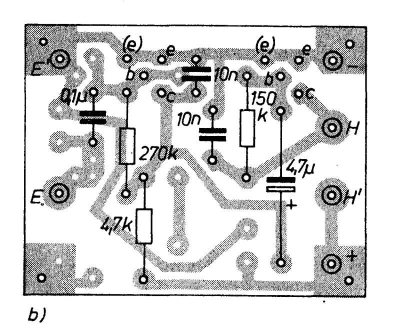


Bild 2.6
Empfänger mit NF-Stufe:
a – Stromlaufplan, b – Realisierung auf Leiterplatte nach Bild 2.1

2.3. Audion mit Rückkopplung

Empfängerschaltungen, die den Transistor zur Gleichrichtung und zur Verstärkung ausnutzen, nennt man Audionempfänger («audio» – lateinisch: «ich höre»). Alle Möglichkeiten einer solchen Stufe nimmt man wahr, wenn außer Gleichrichtung und NF-Verstärkung auch noch die HF-Verstärkung ausgenutzt wird. Nach den Betrachtungen zu Bandbreite, Kreisbelastung und Resonanzspannung wird klar, daß das «Entdämpfen» eines Schwingkreises die Empfindlichkeit eines einfachen Empfängers beträchtlich steigern kann. Man führt dazu gerade so viel HF-Energie auf den Schwingkreis zurück, daß seine eigenen Verluste und die durch das Ankoppeln der Schaltung verursachten nahezu ausgeglichen werden. Treibt man die Sache zu weit, so «rächt» sich das Audion zunächst durch rigoroses Beschneiden der höherfrequenten NF-Anteile (zu kleine Bandbreite, «Kellertöne»!) und schließlich durch Selbsterregung. Das ist aber streng verboten! Wenn auch heute infolge der Mittelwellensenderdichte und -Leistung kaum noch jemand ein rückgekoppeltes Audion an einer Hochantenne betreiben wird, sondern meist nur mit einem kleinen Ferritantennenstab als Ankopplung an das Senderfeld, so können von einer solchen Schaltung doch für andere Empfänger störende Schwingungen ausgehen. Das aber fällt unter die Bestimmungen zu Bau und Betreiben von Sendern, die berechtigterweise sehr streng sind. Nur eben die Tatsache, daß ein schwingendes Audion mit Ferritstab von 8 mm Durchmesser und 100 mm Länge auf Mittelwelle kaum weiter als in einem in der Nähe stehenden Kofferempfänger bemerkt wird, schützt den Anfänger vor Schwierigkeiten mit dem Gesetz.
In diesem Sinne ist eine HF-Vorstufe zum Trennen von Antenne und schwingendem «Innenleben» eines Empfängers notwendig und darum auf Kurzwelle, der eigentlichen «Spielwiese» z. B. künftiger Nachrichtensoldaten innerhalb ihrer GST-Ausbildung, auch allgemein üblich. Das Audion muß außerdem entsprechend abgeschirmt werden. Die Reichweiten auch kleinster Sender, mit einer entsprechend abgestimmten Antenne betrieben, können in diesem Frequenzbereich «weltweit» sein!
Eine seit langem bewährte, wenn auch nicht unbedingt die empfindlichste Audionschaltung hat ihren Ursprung im Originalbauplan Nr. 1, [1], [4], [5]. (Achtung – in [1] ist Bild 7.7 fehlerhaft! Korrektur wurde in [5] vorgenommen, ist hier jedoch ohne Belang.)
Im Vorgriff auf noch folgende Abschnitte (im Interesse einer geschlossenen Darstellung des Geräts, zu dem es eine «typofix»-

Folie gibt!) wird im Beispiel bereits ein NF-Schaltkreis eingesetzt. Gegenüber 1963 sind heute viele Bauelemente erhältlich, die sich für den angestrebten Zweck eignen. Im NF-Teil sind längst Übertrager verschwunden, und die diskrete, bauelementeaufwendige eisenlose Endstufe weicht bereits dem extrem billigen und im Umgang relativ einfachen Schaltkreis *R 211*, der Bastelvariante des 1-W-Verstärkers *A 211*. Mit einem EVP von 2,75 M ist er selbst mit «Tütentransistoren» nicht mehr vernünftig zu ersetzen. Die wenigen externen Bauelemente sind, wenn Taschenempfängerqualität genügt, Elektrolytkondensatoren der *TGL 200-8308* (neu: *TGL 35807*), einige Keramikscheiben und Widerstände der Größe 3 × 11 oder 2 × 7. Im Audion gibt der Anfänger einem robusten Miniplasttransistor gegenüber empfindlicheren MOSFET-Typen den Vorrang. Ein Kleinpotentiometer mit Schalter, ein Miniaturdrehkondensator und ein Maniferstab 8 × 100 ergänzen das Gerät. Selbstverständlich kann man auch die alte Induktivitätsbestimmung des «Start» verwenden. Das Ganze ist auf einer Leiterplatte ähnlich der des «Start» schnell untergebracht und kann damit in die alte Gehäuseform eingebaut werden.

Stromlaufplan

«Start 78» ist ein in Emitterschaltung arbeitendes Audion mit einigen Maßnahmen für einen weichen, «ziehfreien» Rückkopplungseinsatz, dessen NF-Ausgangsspannung einem *A* oder *R 211* zugeführt wird (Bild 2.7). Als Betriebsspannung wurden 6 bis 9 V gewählt. Damit kann zum einen die Bestückung des alten «Start» (4 Zellen *R6*) benutzt werden, wenn der Potentiometervorwiderstand der dann zu erwartenden unteren Grenzspannung von 4,5 bis 4 V gemäß etwas verkleinert wird. Die untere Grenze ergibt sich dabei weniger

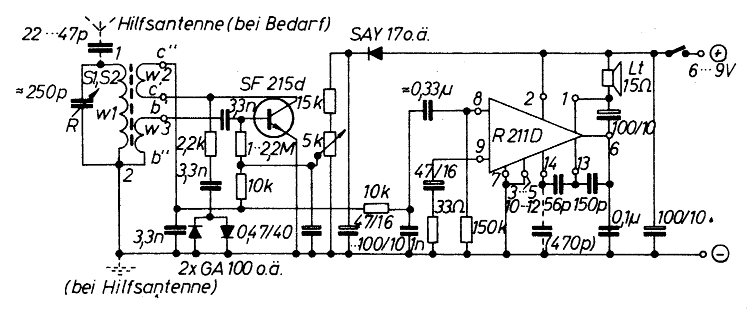


Bild 2.7 «Start 78», moderne Version eines Audionempfängers

durch die Batterieerschöpfung als durch die exemplarabhängige Mindestspannung des *R211.* Das Audion selbst arbeitet noch mit Betriebsspannungen von weniger als 1 V. Zum anderen ist es durch den genannten Spannungsbereich aber auch möglich, eine einknöpfbare 9-V-Batterie zu benutzen. Die Lebensdauer- und Lagererfahrungen solcher Batterien sind zwar – typenabhängig – recht unterschiedlich. Bei dem geringen Ruhestrombedarf des Geräts (Muster: 4 mA) und dem «Zimmerlautstärkebedarf» von nur etwa 10 mA ist jedoch eine solche Batterie durchaus geeignet. Ihr großer Vorteil ist die zuverlässige und dennoch schnell lösbare Kontaktierung. Mit einer alten Batterie als Ausgangspunkt verfügt man auch über die geräteseitigen Kontakte. Achtung! Eine eventuelle Polaritätsprägung bezieht sich auf die Batterie – für die Geräteanschlüsse gilt genau das Gegenteil!
Eine überaus ökonomische Alternative (Amortisation bereits durch den Preis von 2 Primärbatterien!) bietet ein wiederaufladbarer Nickel-Cadmium-Akkumulator *(7Д-01)* aus der UdSSR (Ladung: 14 Stunden mit 10 mA). Allerdings erfordert er ein geringfügig größeres Gehäuse, bedingt durch Maße und Formen von Lautsprecher und Leiterplatte.
Für das Audion wurde die bewährte Wicklungskombination nach Bild 2.8 gewählt. Man beachte die bei gleichem Wickelsinn erforderliche vertauschte Anschlußfolge für die Rückkoppelwicklung! Im Rückkoppelkreis befindet sich eine Bauelementekombination aus Koppelkapazität, Dämpfungswiderstand und «Schwellwertdioden». Sie begrenzt nicht nur die beim Rückkoppeleinsatz sonst auftretende große Schwingungsamplitude, sondern ergibt infolge der Diodenkennlinien einen weichen Rückkopplungseinsatz. Von der Wirksamkeit der Maßnahme überzeugt man sich am besten durch vorübergehendes Öffnen dieses Strompfades. Die Rückkopplung wird durch Verschieben des Arbeitspunktes des *SF215* eingestellt. Die gleichzeitige und gleichsinnige Änderung von Basis- und Kollektorspannung trägt ebenfalls zu den günstigen Einstell-

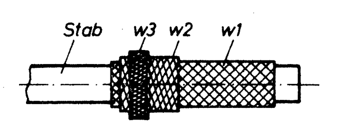


Bild 2.8
Bewährte Ausführung der Maniferstabwicklungen: Stab: Manifer, 8 × 100, bei Bedarf verschiebbar; *w*1 etwa 80 Wdg.; HF-Litze 10 × 0,05 o. ä., *w*2 18 Wdg.; *w*3 8 Wdg.; CuL-Draht ∅ 0,3; *w*1 bis *w*3 mit Alleskleber dünn festgelegt

eigenschaften dieser Schaltung bei. Diese Einstellart wurde übrigens bereits 1964 bei «Start 1» gewählt und beweist damit erneut ihre Brauchbarkeit.
Am Schleifer des Potentiometers sorgt – ebenso wie schon bei «Start 1» – ein Elektrolytkondensator dafür, daß störende Kratzgeräusche unterdrückt werden. Selbst beim unteren Anschlag, wenn also Basis- und Kollektorspannung den Wert Null erreichen, wird man meist stärkere Ortssender noch leise hören. Daran sind die dann als Gleichrichter ohne Verstärkerwirkung arbeitenden pn-Übergänge im Transistor in Verbindung mit der hohen Verstärkung des *R211* schuld.
Die Ankopplung der im Audion entstehenden NF an den Eingang des *R211* enthält ein unbedingt nötiges *RC*-Glied. Es verhindert das Eindringen von HF in den NF-Teil, wo diese unerwünschten Störspannungen zu verzerrter Wiedergabe führen würden. Gegen ähnliche Effekte hat sich auch der 470-pF-Kondensator von 14 nach Masse am Schaltkreis als sinnvoll erwiesen.
Die Versorgungsspannung des Audions wird gegen NF-Selbsterregung durch eine Dioden-Kondensator-Kombination gesiebt. Die Diode an Stelle des sonst üblichen Widerstands verhindert Rückentladung des Kondensators in die Endstufe hinein, wenn in dieser kurzzeitig ein höherer Strom gebraucht wird.
Die übrige Beschaltung des NF-Teils entspricht im wesentlichen den zum A bzw. *R211* gegebenen Applikationsunterlagen (vgl. Abschnitt 3.). In den Abendstunden erweist sich das Gerät als recht empfindlicher Empfänger für weiter entfernte Stationen, besonders im oberen Teil der Mittelwelle. In diesem Fall lohnt sich eine kleine Hilfsantenne, über etwa 22 pF an das obere Kreisende angeschlossen. Ihre Länge und ihre Lage (z. B. Zentralheizung als Antenne!) sind mit Fingerspitzengefühl zu wählen, damit nicht am Ende die hohe Feldstärke des oder der Ortssender einen störungsarmen Empfang schwacher Stationen verhindert oder verschlechtert. In schlechter mit Mittelwellensendern versorgten Gebieten hat sich übrigens eine wegen der vorgegebenen Leiterplatte in «3dimensionaler» Verdrahtung einzufügende kleine Verstärkerstufe mit einem *SC236* o. ä. bewährt, die zwischen Potentiometerschleifer und *R211*-Eingang gelegt wurde. Echte «Wellenjäger» werden ohnehin mit Kopfhörern arbeiten. Sie stören dadurch einerseits ihre Umgebung nicht, und andererseits können auch leise einfallende Stationen noch gut wahrgenommen werden. Eine Variation des Eingangskreises in Richtung Kurzwelle ist dabei dem Fortgeschrittenen durchaus zu empfehlen. Dabei sollte man aber auch

auf dafür geeignetes Antennenstabmaterial zurückgreifen oder von vornherein mit einem antennenangekoppelten Spuleneingang arbeiten und für diesen Fall auf Ferritstabempfang verzichten.

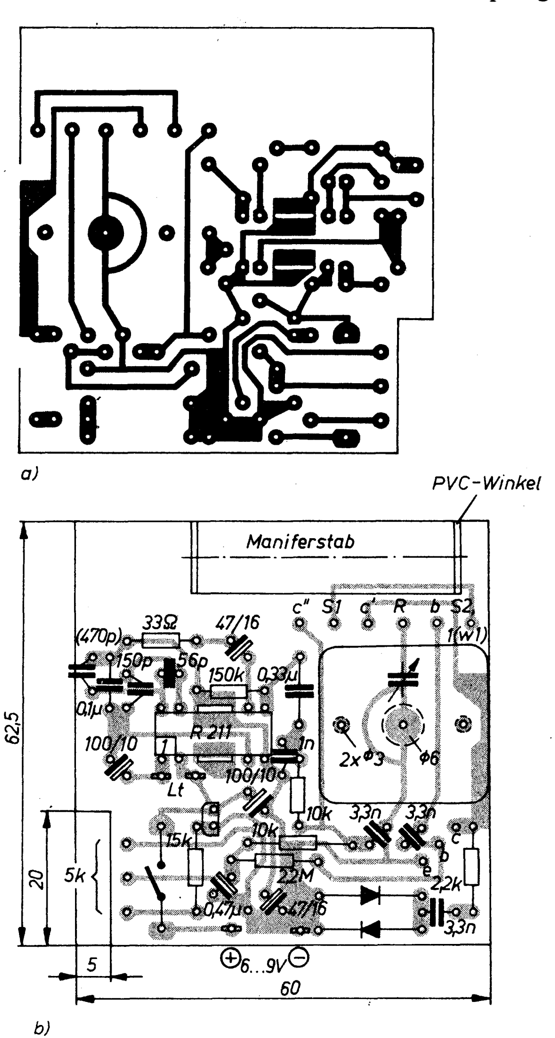


Bild 2.9 a – Leiterbild zum «Start 78»; b – Bestückungsplan

Ergänzender Hinweis: Ein etwa 3,3-nF-Polystyrolkondensator und Abstimmen am Stab ergeben Langwellenempfang!

Bauempfehlungen

Wichtigstes Detail beim Nachbau ist selbstverständlich die Leiterplatte. Bild 2.9 befindet sich auch auf der ätzfesten «typofix-electronic-special»-Folie zu Bauplan Nr. 42. Bild 2.10 zeigt den Mustermodul.
Als augenfälligste Auswirkung der modernen Bauelemente ergab sich die Möglichkeit, einen Miniaturdrehkondensator mit parallelgeschalteten Paketen auf der Leiterplatte unterzubringen. Läßt man ihn weg, so ist er durch etwa 330 pF (Polystyrolkondensator) zu ersetzen. Dann muß – wie bei «Start 1» – durch Verschieben des Maniferstabs in der Wicklung abgestimmt werden.
Bei der Ausführung mit Drehkondensator wurde der aus PVC gebogene Stabhalter nicht mehr angeschraubt, sondern einfach mit 2 Drahtklammern auf der Leiterplatte festgehalten. Diese Einzelheit und ein in ähnlicher Art ebenfalls an der Leiterplatte befestigtes Abstandsstück aus Polystyrol (damit die Abstimmscheibe im Gehäuse frei beweglich bleibt) sind aus Bild 2.11 zu erkennen. Die Abstimmscheibe wird aus einer Polystyrolplatte gesägt und mit eingefeilten Kerben versehen. Dadurch ist sie «griffiger», denn sie ragt nur wenig seitlich aus dem Gehäuse heraus. Alle verwendeten

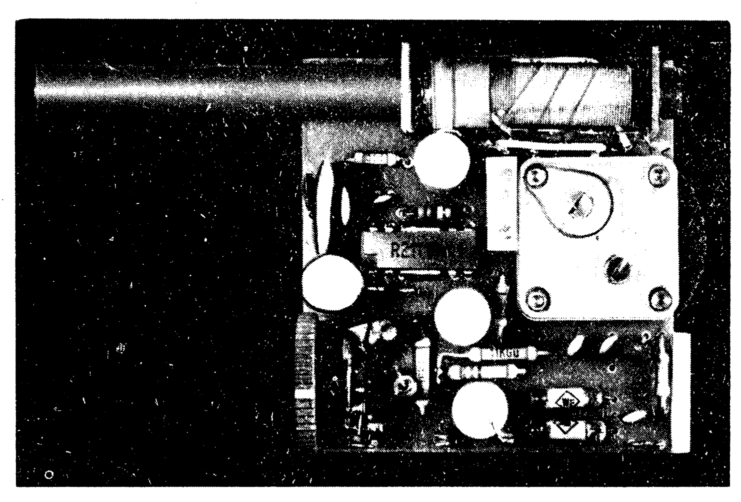


Bild 2.10 Musterplatte (endgültige Bestückung siehe Bild 2.1)

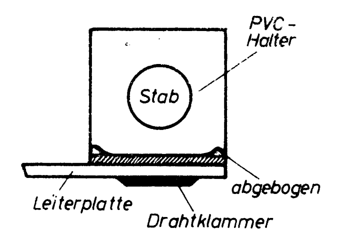


Bild 2.11
Befestigung des Maniferstabs auf der Leiterplatte und der Leiterplatte im Gehäuse über 0,8-mm-Drähte

Polystyrolteile, also auch das Gehäuse selbst, entstanden aus verschiedenfarbigen Plastwandfliesen, wie sie längere Zeit in vielen Farben als 120 mm × 120 mm große, etwa 2,8 mm dicke Polystyrolplatten im Handel waren. Ebenfalls nicht mehr geschraubt, sondern über steife 1-mm-Drähte bzw. Stecklötösen angelötet wurden die Schalteranschlüsse des ohnehin nicht mehr ganz neuen Rückkopplungspotentiometers. Für dieses Bauelement ist der Ausschnitt am Leiterplattenrand von 5 × 20 mm² erforderlich. Die Lage dieses Potentiometers entspricht der im «Start 1». Allerdings wurde die Anordnung im Gesamtgerät wegen der Zugänglichkeit der Abstimmanzeige geändert. (Andere Anordnungsmöglichkeiten sind denkbar.) Der Empfängermodul kann, am besten mit entsprechend gekürztem Maniferstab, auch ausschließlich für Kopfhörerbetrieb gekapselt werden. Dann muß das so verkleinerte Gehäuse außer dem Modul nur noch die Batterie aufnehmen. Eine flachere Ausführung ergibt sich dabei, wenn man den Drehkondensator mit Achse auf der Bauelementeseite montiert, z. B. im Sinne von Bild 2.12. In der Lautsprecherausführung hat eine solche Maßnahme wenig Sinn, da die Bauhöhe bei ihr hauptsächlich vom Lautsprecher bestimmt wird. Auf Grund der Maße der verwendeten Polystyrolplatten von 120 mm × 120 mm (die dünneren 150-mm-Platten sind weniger gut geeignet) lag die größte mögliche Innenbreite fest. Bei nicht allzu enger Anordnung von Leiterplatten, Lautsprecher und Batterie ergaben sich eine äußere Bauhöhe von 80 mm und eine

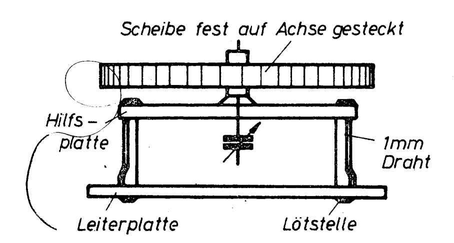


Bild 2.12
Flachere Ausführung des Moduls durch bauelementeseitige Abstimmscheibe (Drehkondensator umgedreht und mit Hilfsplatte über 1-mm-Drähte auf Leiterplatte befestigt)

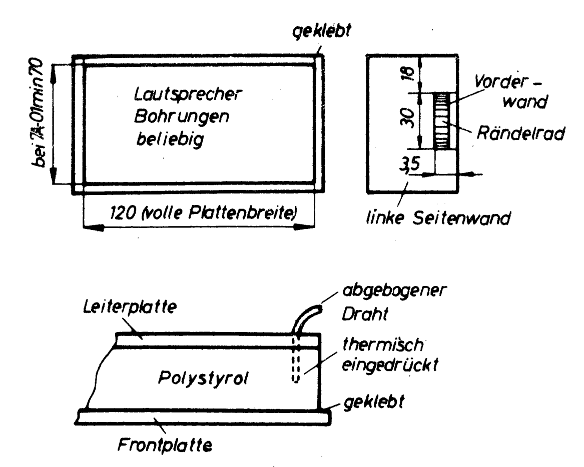


Bild 2.13 Gehäusekonstruktion (Plastwandfliesen, mit Plastikfix o. ä. Polystyrolkleber geklebt)

Tiefe von etwa 35 mm. Dabei gleitet die Rückwand noch zwischen die Wände. Einziger Durchbruch ist etwa in der Mitte ein Schlitz für den Rändelknopf des Potentiometers. Aus Bild 2.13 erkennt man Gehäuseeinzelheiten. Die leiterplattenseitige Seitenwand erhält vor dem Zusammenkleben noch die dargestellte Aussparung für die Rändelscheibe des Drehkondensators. Damit diese Scheibe beim Linksanschlag nicht die M2,5-Senkschraube lockert, mit der sie befestigt ist, klebt man gemäß Bild 2.14 ein Polystyrolplättchen neben die Schraubenbohrung, so daß dieses Plättchen formschlüssig an der abgeflachten Seite der Drehkondensatorachse anliegt.
Im Gehäuse kann die Leiterplatte auf Grund der in Bild 2.11 dargestellten Maßnahme zuverlässig und doch leicht lösbar befestigt werden: In die Stirnseite des nahezu 3 mm dicken Polystyrolträger-

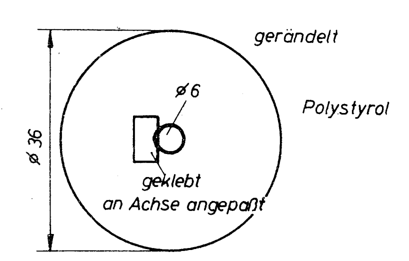
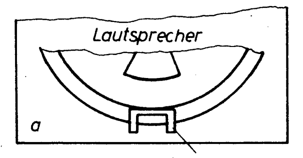


Bild 2.14
Verdrehungssicherung an der Abstimmscheibe



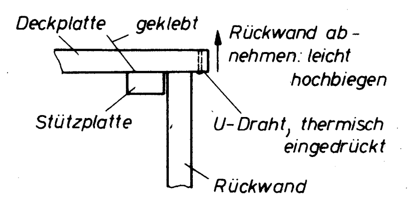


Bild 2.15
Befestigung von a – Lautsprecher und b – Rückwand durch thermisch eingedrückte Drahtstücke

streifens werden Schaltdrahtstücke von 0,8 mm Durchmesser thermisch eingedrückt. Sie greifen in entsprechende Randbohrungen der Leiterplatte und werden oberhalb der Platte schräg abgebogen. Ähnlich sind Lautsprecher und Rückwand zu befestigen (Bild 2.15). Die Rückwand ist nach innen auf Lautsprecher, Maniferstabhalter und nach Bedarf eingeklebte Polystyrolstreifen gestützt. Wenn sie bei Batteriewechsel abgehoben werden muß, hebt man die Rückwand in der Mitte etwas federnd nach oben, so daß der dort ebenfalls thermisch eingedrückte Draht die Rückwand freigibt (vgl. Bild 2.15).

Bedienung

Ein Audion erfordert Fingerspitzengefühl, das man erwerben muß, wenn seine Möglichkeiten voll ausgeschöpft werden sollen. Je besser sich dabei die Rückkopplung einstellen läßt, um so leichter gelingt das. Dicht vor Schwingeinsatz ist zwar der empfindlichste Punkt, doch gleichzeitig bewirkt die Entdämpfung des Schwingkreises auch eine merkliche Höhenbeschneidung. Daß man ein Audion nicht als Sender betreiben darf (also im «Pfeifbereich» jenseits des Schwingeinsatzpunktes), wurde bereits eindringlich erläutert. Bei stärkeren Stationen wird man aber meist im Interesse der Wiedergabequalität (und auch schon wegen der Möglichkeit, damit die Lautstärke zu verringern) das Potentiometer noch weiter zurückdrehen. Den Sender sucht man am besten 2händig. Schließlich ist bei Anschluß einer Hilfsantenne (also nur wenige Meter Draht etwa in Zimmerhöhe!) eine von der Handkapazität bedingte

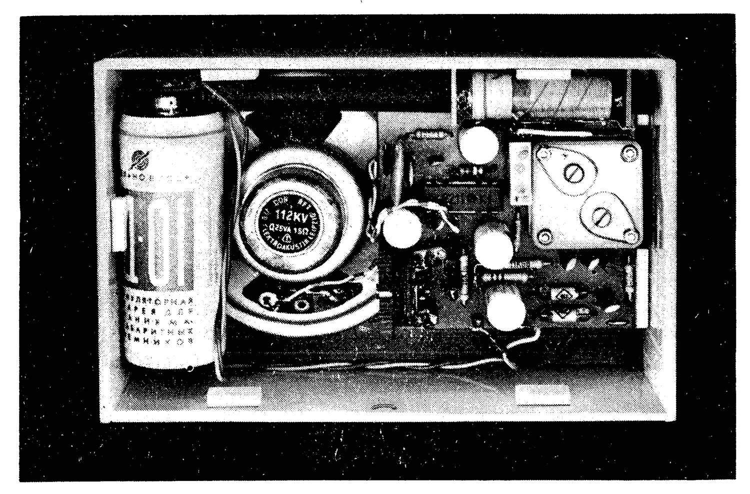


Bild 2.16 Innenansicht von «Start 78»

Verstimmung zu berücksichtigen, die dann am besten mit einem erdseitigen Draht als «Gegengewicht» kompensiert wird. Für diese Betriebsart sind neben der bedarfsweise eingebauten Ohrhörerbuchse (nicht dargestellt) noch Buchsen für Antenne und Erde vorzusehen, z. B. in einer der Seitenwände oder in der Deckplatte. Im allgemeinen wird man darauf aber verzichten können.

2.4. MOSFET-Audion

Der unbestreitbare Vorzug von MOS-Feldeffekttransistoren besteht in ihrem praktisch leistungsfrei steuerbaren Eingang. Der Schwingkreis wird also höchstens durch die kleine Gatekapazität belastet. Es liegt nahe, diesen Transistor für einen einfachen Empfänger zu nutzen.
Die n-Kanal-Verarmungs-MOSFET *SM 103* und *SM 104* werden seit längerer Zeit auch als preiswerte Bastelware zu 1,40 M das Stück angeboten. Ihre besonderen Eigenschaften bieten Vorteile, bedingen aber auch eine gewisse Vorsicht bei der Handhabung. Die äußerst dünne Isolation der Steuerelektrode schlägt bereits bei elektrostatisch entstandenen Spannungen kleinster Energie, wie

sie der menschliche Körper durch Reibung in Kunststoffkleidung oder auf synthetischen Sitzmöbeln annehmen kann, durch. Diese MOSFET werden daher mit untereinander kurzgeschlossenen Anschlüssen ausgeliefert (beispielsweise mit Zinnbrücken). Erster Arbeitsgang vor Entfernen einer solchen Zinnbrücke sollte daher das Durchfädeln eines dünnen blanken Drahtes durch die Anschlüsse sein, der erst bei Inbetriebnahme herausgezogen wird. Ein mit dem Lötkolben (am besten ein transformatorgespeistes Niederspannungsmodell) verbundenes Stück kupferkaschierten Halbzeugs als Arbeitsfläche sowie das häufige Berühren dieser Platte sind neben einem gegen Reibungsaufladungen unempfindlichen Sitzmöbel und passender Kleidung geeignete Vorsichtsmaßnahmen. Schließlich empfiehlt es sich mindestens für die Versuchsschaltung, eine 5polige Transistorfassung zu benutzen. Ihre 3 innenliegenden Anschlüsse haben genau die für den Transistor erforderlichen Abstände. Erst dann also, wenn der Transistor in der Schaltung steckt und damit das Gate (die in der Mitte liegende Steuerelektrode) nicht mehr «in der Luft hängt», zieht man den Kurzschlußdraht zwischen den Anschlüssen heraus.
Der Feldeffekttransistor hat nicht nur die Vorteile der «guten alten» Elektronenröhre bezüglich leistungsloser Steuerung, sondern er erlaubt, das Grundprinzip der leistungslosen Steuerung schon bei Betriebsspannungen von wenigen Volt zu nutzen. Das bedeutet: Einmal entfallen Anpaßmaßnahmen. Das spart eine Wicklung oder Bauelemente. Zum anderen steht die volle Resonanzspannung des Schwingkreises für die Steuerung des Transistors zur Verfügung, ohne daß dabei die für die Trennschärfe entscheidende Bandbreite des Schwingkreises durch einen niedrigen Eingangswiderstand des Transistors verbreitert würde. Somit kann in gewissen Grenzen auch ein Nachteil der genannten MOSFET kompensiert werden – ihre geringe Steilheit von nur etwa 1 bis 1,5 mA/V. (Das heißt, daß 1 V Steuerspannungsänderung höchstens 1,5 mA Stromänderung im Ausgangskreis ergibt.)
Die Schaltung nach Bild 2.17 wurde bewußt einfach gehalten. Sie läßt einerseits Analogien zum Röhrenaudion erkennen, hat aber andererseits einige Besonderheiten, die sich aus den unterschiedlichen Wirkmechanismen ergeben. So liegt parallel zur Gate-Source-Strecke eine HF-Demodulatordiode, ein Germaniumtyp, da die genannten Elektroden nicht als «Gitter-Katoden-Gleichrichter» im Röhrensinne geeignet sind. Die Polarität der Diode wird durch die übrige Schaltung bestimmt. Der Sperrstrom der Diode wirkt gleichzeitig als eine Art «Gitterableitwiderstand». Der Widerstand zwi-

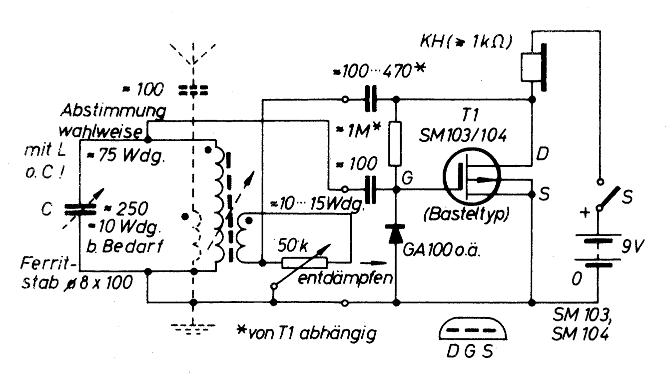


Bild 2.17 MOSFET-Audion für MW-Sender-Nahbereich

schen Drain und Gate verbessert die Eigenschaften der Schaltung bezüglich eines weicheren Rückkopplungseinsatzes mit geringer «Ziehneigung». Die Diode und damit das Gate erhalten auf diese Weise eine Vorspannung von etwa 0,1 V. Ein höherer Widerstand zwischen D und G führt zwar zu einer gewissen Verbesserung des Demodulationsgrades, gleichzeitig wird die Rückkopplung aber auch härter.

SM 103 und *SM 104* sind selbstleitende MOSFET. Ihr Ausgangsstrom wird erst bei einer entsprechend großen negativen Gatespannung zu Null. Der sich in dieser Schaltung einstellende Arbeitspunktstrom ist daher exemplarabhängig, und nicht jedes Bastelexemplar ist gleich gut geeignet. Aus dem sicherlich meist vorhandenen Sortiment einiger dieser billigen Bauelemente sucht man daher den günstigsten bezüglich Rückkoppelbarkeit und Demodulationseigenschaften aus. Der Ausgangsstrom sollte bei 2 bis 3 mA liegen. Für die zu diesem Zweck weniger gut geeigneten Exemplare gibt es noch genügend interessante Anwendungen in der «allgemeinen Elektronik» wie Zeitschalter, Sensortasten, Dämpfungssteller usw. Von 9 vorhandenen Bastel-MOSFET waren z. B. 5 für diese Schaltung sofort geeignet, 2 weitere konnten durch Verringern des Drainwiderstands in Bild 2.18 auf 1 kΩ ebenfalls zum Schwingeinsatz «überredet» werden. Schlechter geeignete Exemplare hatten auch einen höheren Strombedarf. In der Nähe des Ortssenders genügt Ferritstabempfang. Eine lose angekoppelte kleine Wurfantenne verbessert den Empfang merklich. Durch entsprechende Kreisdimensionierung ließen sich dabei auch stärkere KW-Stationen aufnehmen. Eine nachgeschaltete Verstärkerstufe nach Bild 2.18

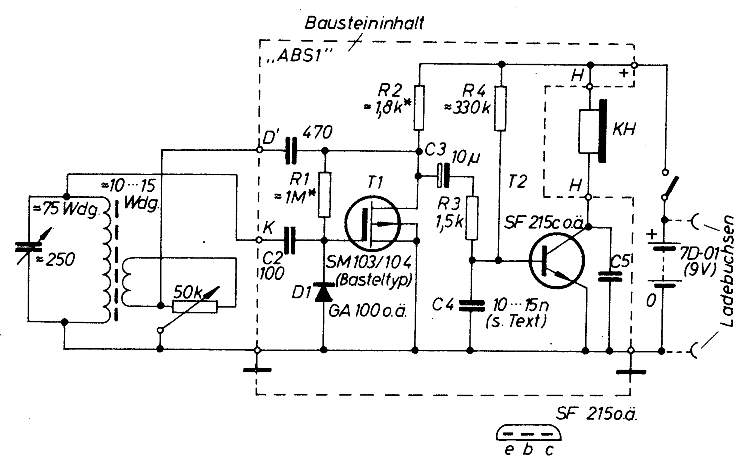


Bild 2.18 MOSFET-Audion mit NF-Stufe für Empfang über Ferritstab; gestrichelt: Baustein nach Bild 2.19

empfiehlt sich zur vollen Ausnutzung der Schaltungsmöglichkeiten. Der Entkopplungswiderstand zur Basis ist dabei für eine saubere Rückkopplung zu empfehlen, während der Keramikkondensator, der die HF-Reste kurzschließt, besser erst am Kollektor angeschlossen wird. (C5, Wert wie C4)

Jetzt empfängt man auf Mittelwelle bei günstiger Empfangslage nur über Ferritstab sowohl mit verschiebbarem Stab als Abstimmmittel wie auch – günstiger – schon mit einem kleinen Foliedrehkondensator für Mittelwelle oft schon mehrere Stationen. Eine Antenne wie bei Bild 2.11 zu erproben lohnt auch für diese Schaltung.

Der hohe Eingangswiderstand der MOSFET-Stufe erfordert die von Röhrenverstärkern bekannten Maßnahmen gegen Brummeinstreuungen, also kurze Leitungen zwischen Gate und den angeschlossenen Bauelementen und ein schirmendes «Chassis». Man baut die Bedienteile daher am besten auf einem Streifen kupferkaschierten Hartpapiers auf, dessen Kupferfolie mit Minus der Schaltung verbunden wird. Die Leiterplatte nach Bild 2.19, die gemäß Bild 2.18 mit einer NF-Stufe versehen wurde, ist zwischen Potentiometer und Drehkondensator an angelöteten steifen Drahtstücken zu montieren. Für den Kopfhörer sieht man typenabhängige Buchsen vor, von denen aus auch eine Lautsprecherendstufe angeschlossen werden kann. Der Ferritstab wird mit seiner auf ein

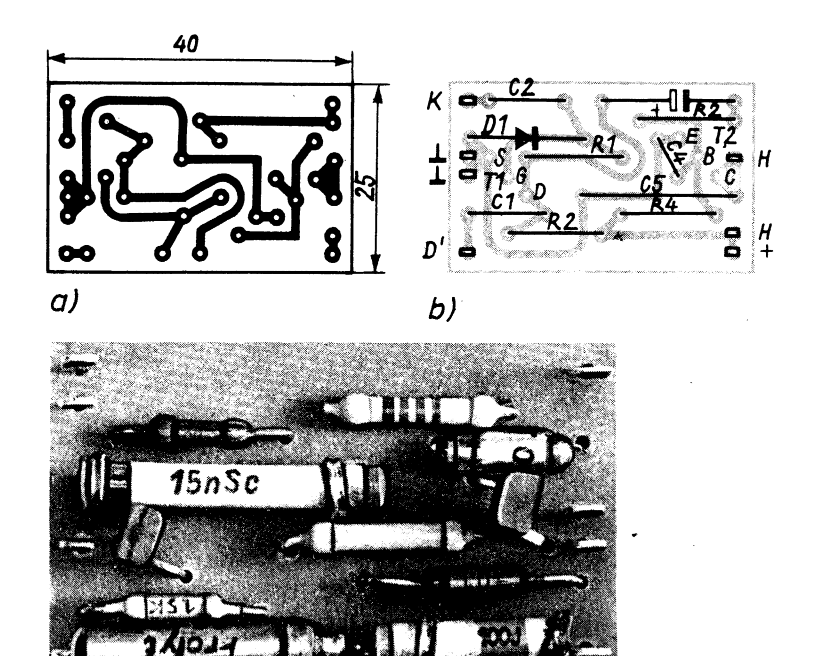


Bild 2.19 a – Leiterbild, b – Bestückungsseite des Audionbausteins nach Bild 2.18, c – Bausteinmuster. Durch geringfügig geändertes Leiterbild der ersten Musterplatte liegt *C*4 an der Basis; *C*5 wurde nicht benötigt

Papprohr verschiebbar gewickelten Spule z. B. mit einem PVC-Winkel etwa einen Spulendurchmesser weit von schirmenden Teilen entfernt an der Trägerplatte angebracht. Im Mustergerät wurde ein fertiges Teil verwendet, wie es noch vor wenigen Jahren in großen Stückzahlen im inzwischen veralteten Bausatz «EBS 2-1» angeboten wurde. Wickeldaten gehen aus Bild 2.17 hervor. Das Gerät kann mit einer Trägerplatte als Boden in einen Behälter aus ebenfalls kupferkaschiertem Hartpapier gesetzt werden, der damit das «Innenleben» schirmend umschließt. Allerdings müssen die Kupferflächen parallel zum Ferritstab so aufgetrennt werden, daß keine dämpfende Kurzschlußwindung entsteht. Als Batterie empfiehlt sich wieder die nachladbare *7Д-01* aus der UdSSR.

2.5. AM-Geradeausempfänger mit HF-Vorstufe und Abstimmanzeige

Zum Abschluß der vorwiegend mit Einzeltransistoren bestückten einfachen Empfänger noch ein etwas spezielleres Objekt, das den Einsatz einer HF-Vorstufe und die sich daraus ergebenden Möglichkeiten demonstriert.
Moderne HF-Transistoren können auch vom Anfänger ohne große Probleme eingesetzt werden. In den ersten Jahren des Transistors gehörte – bedingt durch hohe Rückwirkungskapazitäten und niedrige Grenzfrequenzen – die Selbsterregung von HF-Verstärkerstufen zu den am meisten gefürchteten Erscheinungen. Neutralisationsmaßnahmen konnten sich nur auf schmale Frequenzbereiche beziehen. So bekam man wenigstens ZF-Stufen «in den Griff». Heute findet man geeignete HF-Transistoren sowohl in Germanium- wie in Siliziumausführung bereits in billigen Bastelbeuteln, z. B. den *SF225* («F 25»). Achtung! Dieser Transistor hat die Reihenfolge Basis – Emitter – Kollektor, weicht also von der üblichen ab. Der *SF235* dagegen (Aufdruck: «F 35») hat die normale Reihenfolge Emitter – Basis – Kollektor, vergleiche Bild 2.20.

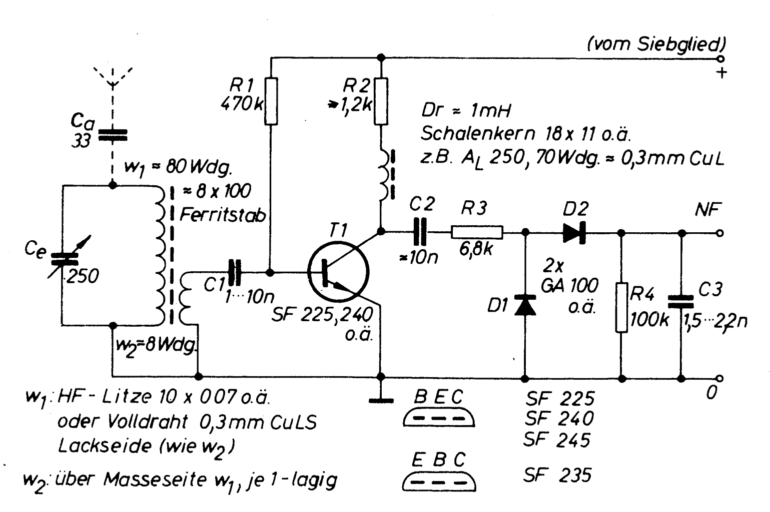


Bild 2.20 Stromlaufplan einer HF-Stufe für Mittelwelle mit Drosselausgang und Demodulator

AM-HF-Verstärkerstufe mit SF225

Bild 2.20 zeigt eine für Batteriespannungen ab 2 V geeignete abstimmbare HF-Verstärkerstufe mit Ferritstabeingang. Die HF-Eigenschaften dieses Stabes bestimmen den möglichen Frequenzbereich. Die noch weitverbreiteten «Sternchen»-Stäbe (8 × 100) sind für Kurzwelle wenig geeignet. Dafür wähle man einen Stab aus Taschenempfängertypen mit 49-m-Band (*T100*-Reihe).
Der Schwingkreis des Musters wurde für Mittelwelle dimensioniert, denn sie ist die «Spielwiese» des Anfängers. Die entsprechenden Wickeldaten enthält Bild 2.21. Der niederohmige Transistoreingang (Größenordnung: 2 kΩ) ist an den Schwingkreis anzupassen, damit dessen Bedämpfung einerseits und die für den Transistoreingang verfügbare Spannung (und Leistung) andererseits optimiert werden können. In Gegenden mit mehreren starken Sendern (z. B. Berlin) wählt man eine losere Ankopplung (weniger Spannung, dafür höhere Trennschärfe). Im Beispiel mit 8 : 80 ergibt sich eine Transformation der Eingangsspannung auf 1/10, dafür aber eine Widerstandstransformation auf 1 : 100. Der Kreis wird also mit dem relativ vernünftigen Wert von 500 kΩ bedämpft. Betrachtungen zur Mindestbandbreite für ausreichende Wiedergabequalität seien für diesen Mittelwellenempfänger einmal ausgeklammert (siehe vorn).
Ausgangsseitig könnte die Stufe nun auf 3 Arten abgeschlossen werden: durch einen Widerstand, durch eine Drossel oder durch einen zweiten abgestimmten Schwingkreis. Im letztgenannten Fall entsteht ein Zweikreisempfänger, der einen Zweifachdrehkondensator mit gleichen Daten für beide Pakete voraussetzt; allerdings ist ein komplizierter Abgleich notwendig. Ein solcher Drehkondensator ist außerdem schwierig zu beschaffen. Die Drossel mit der durch Kern und Windungszahl zu beeinflussenden Impedanz ωL für die Empfangsfrequenz ist leichter zu realisieren. Gegen sie spricht zwar bei ungünstiger Anordnung für den Anfänger die Gefahr der Rückkopplung, doch läßt sich das bei einem nach außen geschlossenen Kern (Schalen- oder Ringkern) beherrschen. Im Muster wurde ihr außerdem noch ein Widerstand in Serie geschaltet, so daß die Gesamtänderung des wirksamen Widerstands über dem empfangenen Frequenzbereich «geschert» wird.
Für die Abstimmung sind wieder Drehkondensatoren oder ein in der Wicklung verschiebbarer Ferritstab möglich. Bei der Variante mit Stab ermöglicht die Parallelschaltung von etwa 3000 pF zum Kreiskondensator in der angegebenen Dimensionierung Langwellenempfang wenigstens von «Stimme der DDR».

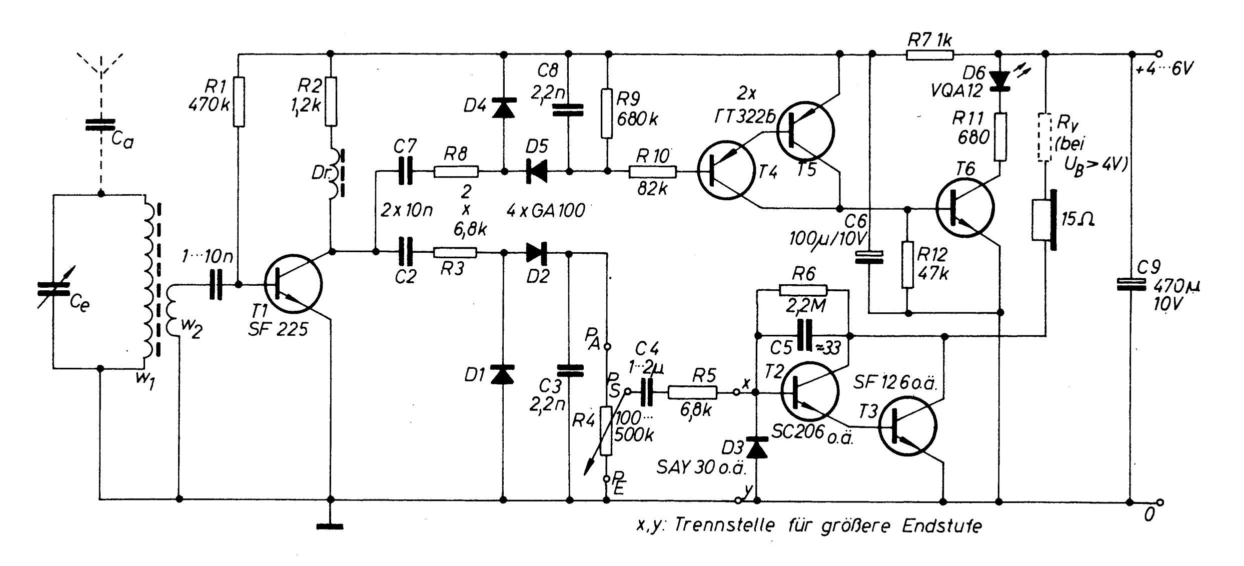


Bild 2.21 Stromlaufplan des gesamten Mittelwellenempfängers mit A-Endstufe und Abstimmanzeige

Demodulator

Die HF-Spannung wird kapazitiv ausgekoppelt und in einer «Spannungsverdoppler»-Schaltung demoduliert. Der Vorwiderstand vermindert die Belastung der Quelle. Damit bleibt die Sinusform der HF-Spannung weitgehend erhalten. Mit dem verwendeten Ferritstab ergaben sich für Ortssender im Berliner Raum folgende Werte, gemessen mit einem Tastkopf 10 MΩ/10 pF (Teiler 10 : 1, Oszillograf *EO 174 A*): Schwingkreis 100 mV, Koppelwicklung etwa 10 mV, Drosselausgang (mit Belastung durch beide Demodulatoren und ihre Abschlußwiderstände) 1 000 mV, NF-Amplitude 300 mV bei mittlerer Modulation. Gemessen wurde jeweils U_S. Man kann den gesamten HF-Teil praktisch als eine Anpaßschaltung mit einer Spannungsverstärkung von 10 ansehen.

Abstimmanzeige

Wenn am Demodulator derart hohe Spannungen zur Verfügung stehen, wird eine Anzeige möglich, die bereits auf den HF-Träger des Senders reagiert. Das ist günstig für Modulationspausen und läßt eine genauere Abstimmung zu. Der HF-Träger liefert bekanntlich den Gleichspannungsanteil am Demodulatorausgang. Im vorliegenden Konzept waren damit 2 Lösungen möglich: a – Einsatz eines Komplementärverstärkers «gegen Masse» und damit am NF-Demodulator selbst, also mit npn-Eingang und pnp-Endstufe, oder b – «gegen Plus», denn dann muß die Endstufe mit npn-Transistor bestückt sein, so daß ein Germanium-pnp-Transistor als Eingangsstufe möglich wird. Germaniumtransistoren aber haben bekanntlich eine wesentlich kleinere Basis-Emitter-Schwellspannung als Siliziumtransistoren. Selbst der aus Gründen eines ausreichenden Signalstroms benutzte *Darlington*-pnp-Eingang ist damit noch günstiger als Variante a in Bild 2.21, so daß Variante b der Vorzug gegeben wurde. Die Leuchtdiode sprach im Modell bei den vorliegenden Empfangsbedingungen über Ferritstab bei 4 Ortssendern zuverlässig an. Die benutzten *ГТ322* stammten aus Bastelbeutel E. Sie wurden wegen ihres kleinen Reststroms (beide Exemplare ausmessen!) anderen Typen vorgezogen. Dennoch waren die eingezeichneten Ableitungsmaßnahmen für den Reststrom gegen schwaches Glimmen der Leuchtdiode zwischen den Sendern erforderlich (*R9* und *R12* in Bild 2.22). Zu hohe Eingangsspannungen bei Anschluß einer Hilfsantenne können ebenfalls dazu führen, daß die Diode zwischen benachbarten Sendern nicht mehr verlischt. Das bedeutet aber auch, daß die Trennschärfe nicht mehr befriedigt.

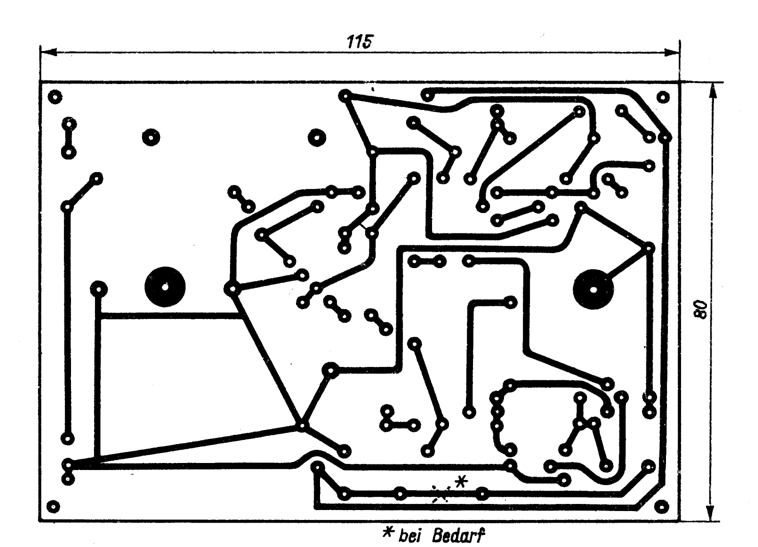


Bild 2.22 Leiterbild zu Bild 2.21

NF-Verstärker

Der relativ hochohmige Ausgang der Demodulatorstufe wird durch eine *Darlington*-Schaltung an den NF-Verstärker angepaßt. Der Demodulatorausgang wird zweckmäßig gleich mit dem (entsprechend hochohmigen) Lautstärkepotentiometer abgeschlossen. Größere Ausgangsleistungen erreicht man heute ökonomisch mit einem NF-Verstärkerbaustein. Das Gegentaktprinzip dieser Schaltungen spart bei Batteriebetrieb Ruhestrom. Die für das Experimentiergerät zunächst noch verwendete einfache Endstufe verlangt dagegen bereits bei 4 V Batteriespannung etwa 50 mA (A-Betrieb), so daß Dauerbetrieb eine einfache Gleichrichterschaltung mit einem Klingeltransformator als Quelle nahelegt. Die Ausgangsleistung in der Größenordnung von 50 mW entspricht aber wenigstens der früher gebräuchlichen Definition der «Zimmerlautstärke». Als NF-Bausteine sind der *A 210* und der *A 211* erhältlich.

Aufbau

Die Größe der Experimentierleiterplatte nach Bild 2.23 kommt vor allem dem Anfänger entgegen. Sie hat die Breite des im «PIKOTRON»-Zusatzbaukasten enthaltenen Lautsprecherbau-

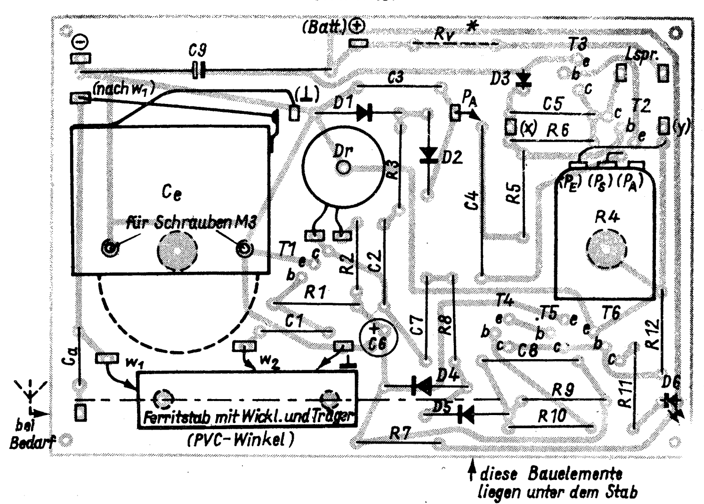


Bild 2.23 Bestückungsplan zu Bild 2.22

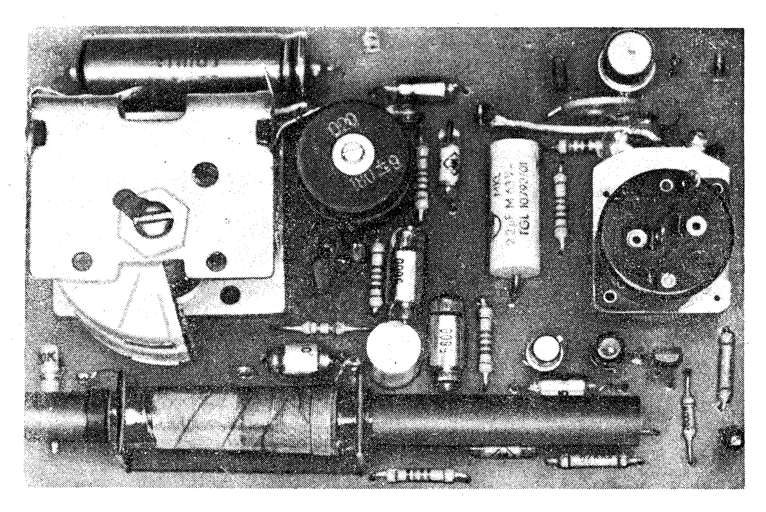


Bild 2.24 Bestückte Musterplatte

steins, der sich für diese Schaltung ausgezeichnet eignet. Bei Spannungen von mehr als 4V ist ein entsprechend dimensionierter Vorwiderstand einzusetzen. Diese höheren Spannungen haben aber eigentlich nur Sinn in Verbindung mit einem *A 211* statt der gezeigten Endstufe, wofür der Widerstand dann wieder überflüssig wird. Allerdings zwingt auch die Versorgung aus einem 6-V-Klingeltransformator zu dieser Maßnahme! Bild 2.24 zeigt das Mustergerät. Seine Leiterplatte wurde mit Abreibefolie hergestellt. Aus Reststücken geklebte «Massegitter» bringen kleineren Ätzbedarf.

2.6. Hinweise für den Kurzwellenempfang

Der Empfang auf Kurzwelle ist wegen der erzielbaren (aber tageszeitlich und in den Frequenzbändern dabei noch unterschiedlich) großen Reichweiten, wegen der darin enthaltenen Rundfunkbänder und wegen der Amateurfunkbereiche interessant. Letztgenannte sind allerdings erst mit Spezialempfängern richtig zu nutzen, da sehr viele Stationen Einseitenbandmodulation verwenden. Außerdem wird auch noch – reichweitebedingt – häufig mit der Morsetaste gearbeitet.
Die Hinweise sollen sich daher auf die Gestaltung entsprechender Spulen beschränken. Bandabstimmfreundliche Kondensatorkombinationen wurden schon eingangs behandelt.
Hinsichtlich Baugröße, Stabilität und Daten sind zum Abstimmen auf Kurzwelle UKW-Drehkondensatoren günstig, wie es sie z. B. als Zweifachausführung mit etwa 12 pF Endkapazität gibt. Allerdings wird dabei die Grundkapazität der Schaltung (und der Spule) schon einen wesentlichen Anteil an der sich ergebenden Gesamtkreiskapazität ausmachen. Beispielsweise hat ein Drehkondensator von 3 bis 12 pF abstimmbarer Kapazität ein Verhältnis C_{max}/C_{min} von 4 : 1. Infolge der *Thomsonschen* Schwingungsgleichung ergäbe das bei festem L ein Verhältnis f_{min}/f_{max} von 1 : 2, so daß mit f_{min} = 3,6 MHz (also etwa untere Grenze des 80-m-Bandes; f_{min} ergibt sich bei C_{max}) f_{max} = 7,2 MHz möglich wäre. Das heißt, man würde fast ins 40-m-Band gelangen. Das ist aber ebenso ungünstig (wegen der Einstellunsicherheit der vielen Stationen in diesem Bereich) wie unmöglich, eben wegen der hinzukommenden unvermeidlichen Grundkapazität (auch die eingekoppelte Antennenkapazität gehört dazu!). Mit z. B. 12 pF Grundwert zusätzlich zu C_{min} wird der wirklich abstimmbare Kapazitätsbereich (12 + 3) pF

bis (12 + 12) pF. Das bedeutet zum einen, daß das für f_{min} bei C_{max} zu berechnende L um den Faktor 12/(12 + 12) kleiner werden muß. Zum anderen ergibt sich nur noch eine Kapazitätsvariation von 2 : 1, also eine Frequenzvariation von 1 : 2 oder mit obigem Beispiel f_{max} = 5,09 MHz, also etwa 59 m Wellenlänge. Gebraucht wird aber – und wenn man die Daten seiner Schaltung in diesem Sinne beherrschen gelernt hat, sollte man auch so weit einengen – ein Kapazitätsverhältnis von nur etwa $(3{,}8/3{,}6)^2$ = 1,114 : 1.
Man kann jedoch – leider – mit Amateurmitteln kaum unterscheiden, welcher Kapazitätsanteil schon (aufbaubedingt) C_{min} des Drehkondensators selbst erhöht und wieviel «hinter» der «auf dem Papier» festgelegten Bandspreizschaltung direkt an der Spule wirken. Daher ist eine solche exakte Einengung des Abstimmbereichs nicht sinnvoll, wenn sie auch die besten Abstimmeigenschaften bringt. Darin liegt auch ein wesentlicher Grund, warum der Anfänger gerade bei Kurzwellenversuchen so oft «daneben» liegt.
Die Sache ist nicht ganz so schlimm, wenn sich in der Arbeitsgemeinschaft ein Frequenzmesser befindet oder wenn man über einen Rundfunkempfänger verfügt, dessen Skale das gewünschte Kurzwellenband genügend glaubwürdig ausweist. Außerdem kann davon ausgegangen werden, daß ein für ernsthafte Betätigung auf Kurzwelle, also etwa innerhalb der GST, ausgelegter Empfänger eine Vorstufe enthält und damit im Audionteil eine Spule mit Abgleichkern. Man legt nun eine möglichst kurze, von der Antennenbuchse des «Eich»-Empfängers kommende Leitung lose in den Bereich der Audionspule und zieht (ausnahmsweise!) die Rückkopplung über den Schwingeinsatzpunkt hinaus an. Diese Pfeifstelle ist nun durch Verändern der Abstimmung vom «Eich»-Empfänger oder (und) vom Eigenbaugerät im erstgenannten zu finden. Die dabei eingestellte Frequenzmarke ist die Audionfrequenz. Die Skalenungenauigkeit hat eine untergeordnete Bedeutung. Durch Verändern der Audionrückkopplung überzeuge man sich davon, daß es wirklich das eigene Gerät ist, was da «pfeift». Achtung! Gerade bei den hohen Frequenzen der Kurzwelle kann das Einstellen der Rückkopplung (je nach gewähltem Prinzip mehr oder weniger stark) die Resonanzfrequenz des Audions ändern – daher stets «2händig» einstellen! Daß schon das Annähern der Hand an den Audionkreis Frequenz (Handkapazität!) und Dämpfung (Energieentzug) des Kreises ändert, merkt man dabei rasch. Auch dagegen ist eine Abschirmhaube aus Blech oder kupferkaschiertem Material sinnvoll, nicht nur als Schutz gegen unerwünschte Störungen der

Umgebung. Die abgleichbare Audionspule kann z. B. recht gut aus der Spule eines UKW-ZF-Filters gewonnen werden, die mit den nötigen Hilfswicklungen versehen wird. Aus der üblichen ZF von 10,7 MHz und dem gewünschten KW-Bereich von z. B. 3,6 bis 3,8 MHz läßt sich schon abschätzen, welche Größenordnung die Kreiskapazität gegenüber der vorher im Filter eingesetzten haben muß. Beispiel: Die Filterkapazität sei 47 pF, das Frequenzverhältnis 10,7 : 3,6 = 2,97; daraus ergibt sich der Kapazitätsfaktor zu $2{,}97^2 = 8{,}83$, also $C_{neu\,max} = 415\,pF$. Dieser Wert liegt für vernünftige Kreisgestaltung etwas hoch. Anzustreben sind etwa 100 pF. Das heißt, man muß L etwa vervierfachen oder $w = k\sqrt{L}$ verdoppeln.

2.7. Überlagerungsempfang («Super»)

Ein Rundfunkempfänger soll im allgemeinen in einem bestimmten Frequenzbereich auf alle Sender abstimmbar sein. Je nach Empfindlichkeit und Trennschärfe gelingt dies unterschiedlich gut. Die Empfindlichkeit eines Geräts hängt ab von der Anzahl der Verstärkerstufen, hauptsächlich im HF-Teil, während die Trennschärfe durch die sogenannten Selektionsmittel bestimmt wird. Im Rundfunkgerät sind das Schwingkreise aus Spule (Induktivität) und Kondensator (Kapazität) oder auch keramische Filter («Piezofilter»). In einem bestimmten Frequenzbereich abstimmen heißt den oder die Schwingkreise des Geräts auf die Frequenz des gewünschten Senders einstellen. Da beim Super mindestens 2 Kreise auf jeweils bestimmte Frequenzen abzustimmen sind, wird die L-Abstimmung zu einem mechanischen Gleichlaufproblem. Die Industrie bietet daher für diesen Fall Zweifachdrehkondensatoren. (In den höherfrequenten Bereichen, so auf UKW, werden sie zunehmend durch Kapazitätsdioden abgelöst.) Den Kapazitätsbereichen sind die Spulen nach der *Thomsonschen* Schwingungsgleichung anzupassen. Je mehr Kreise, um so besser die Selektion, d. h. die Trennschärfe des Geräts. Ohne entsprechend erhöhte Verstärkung bedeutet das aber gleichzeitig einen Verlust an Empfindlichkeit, da in den verschiedenen Schwingkreisen ein Teil der empfangenen Energie verlorengeht. Wollte man nun alle diese Schwingkreise auch noch abstimmen, so würden die dafür notwendigen Mehrfach-Drehkondensatoren recht groß und teuer. Auch der Gleichlauf wäre schwierig zu erreichen, und schließlich ändern sich die Eigenschaften eines Verstärkers mit der angebotenen Frequenz (bei Transistoren z. B.

kann nach «oben» hin die Verstärkung abnehmen). Eine Geradeausverstärkung verursachte über mehrere Stufen bei entsprechendem Verstärkungsfaktor leicht Selbsterregung. Denn: Hat ein Verstärker eine Gesamtverstärkung von 1000, so ergibt bereits 1/1000 der Ausgangsenergie (auf den Eingang zurückgeführt) Selbsterregung. Besonders bei hohen Frequenzen genügen dazu schon kleine (unbeabsichtigte) Kapazitäten in der Schaltung.

Aus Gründen des mechanischen Aufwands und des elektrischen Verhaltens ist es also sinnvoll, einen anderen Weg zu beschreiten. Am besten beherrschen läßt sich noch ein sauber und zweckmäßig aufgebauter Verstärker für eine einzige Frequenz (genauer: für ein schmales Frequenzband), die dann nicht mehr geändert wird. Das Problem liegt nun darin, dennoch auf viele Sender eines viel breiteren Bandes einzeln abstimmen zu können. Zu diesem Zweck erhält der Empfänger einen kleinen «Sender», der aber nicht nach außen strahlen darf, weil das andere Geräte stören würde. Dieser Sender, Oszillator genannt, schwingt auf einer Frequenz f_0, die um den Betrag der Frequenz f_z des festabgestimmten Verstärkers (des Zwischenfrequenzverstärkers oder kurz ZF-Verstärkers) von der gewünschten Eingangsfrequenz f_e entfernt liegt (bei Mittelwelle auf jeden Fall darüber, sonst käme der f_0-Bereichsanfang zu niedrig). Der Eingangskreis wird dabei weiterhin auf f_e abgestimmt. In der Mischstufe überlagert man beide Frequenzen (Überlagerung = Superposition, daher der Name «Super») und siebt die dabei unter anderem entstehende f_z aus: $f_z = f_0 - f_e$. Für alle sonst noch entstehenden neuen Frequenzen muß der ZF-Verstärker genügend unempfindlich sein.

Auf Erscheinungen, die bei starken Sendern anderer Frequenzbereiche auftreten können (meist weitere Mischprodukte), wird nicht eingegangen; dies ist erst für die Fortgeschrittenen von

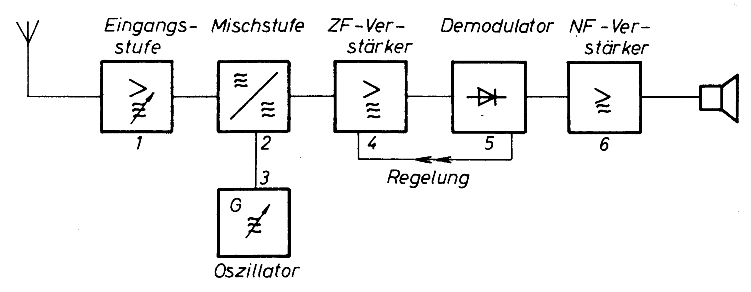


Bild 2.25 Übersichtsschaltplan eines AM-Supers

Interesse. Bild 2.25 zeigt den Übersichtsschaltplan eines Geräts, das die beschriebenen Bedingungen erfüllt.
Einfache Geräte fassen (1), (2) und (3) in einem einzigen Transistor zusammen: HF-Stufe mit abgestimmtem Eingangskreis, Erzeugung der abstimmbaren Oszillatorfrequenz und Mischung. (4) stellt den ZF-Verstärker dar. In (5) wird demoduliert (Trennung der gewünschten hörbaren Tonschwingungen, der «Modulation», vom HF-Träger). (6) deutet den NF-Verstärker an, an dessen Ausgang der Lautsprecher liegt. Die im Eingang liegende Antenne ist bei Taschengeräten für Mittelwelle selbstverständlich ein Ferritstab.
Die große Gesamtverstärkung eines Supers und die geforderten guten Empfangseigenschaften gegenüber einem «Einkreiser» bedingen Regelungsmaßnahmen, damit zwischen schwachen und stark einfallenden Sendern ausgangsseitig keine allzu großen Lautstärkeunterschiede auftreten. Ihre Wirksamkeit zeigt sich besonders abends, auch als Ausgleich auftretender Feldstärkeschwankungen, wenn auch – atmosphärisch bedingt – weit entfernte Sender empfangen werden. Beherrscht man jedoch eine solche Regelung nicht (zum Teil ein meßtechnisches Problem), so verschlechtern sich dadurch unter Umständen die Geräteeigenschaften.
Bei dieser automatischen Regelung wird die Gesamtverstärkung des Geräts oder die Verstärkung einer seiner Stufen in dem Maße herabgesetzt, in dem die Antenne mehr Senderenergie liefert. Starke Sender werden weniger verstärkt, bei schwachen Sendern «regelt der Verstärker auf». Solange noch Verstärkungsreserve vorhanden ist, fängt diese Schaltung auch Feldstärkeschwankungen ab.
In der Röhrentechnik gab es spezielle «Regelröhren», die dies sehr gut bewirkten. Auch bei Transistoren hat man dafür besonders geeignete Typen entwickelt. Sie reagieren auf entsprechende Änderungen des Basispotentials und damit des Kollektorstroms in gewissen Grenzen mit einer Verstärkungsänderung. Diese Probleme sind durch integrierte Schaltkreise für den Anwender wesentlich verringert worden. In dieser Broschüre, die ja vorwiegend auf deren Einsatz «zielt», soll daher kein in «diskreter» Schaltungstechnik realisierter Super mehr vorgestellt werden. Der Empfängerschaltkreis *A 244 D* (Basteltyp: *R 244 D*) ist heute im Bereich bis 30 MHz jeder Eigenlösung vorzuziehen.

2.8. UKW-Empfang

Das Gebiet des UKW-Empfangs ist dem Fortgeschrittenen vorbehalten. Einerseits sind hier – bedingt durch die hohen Eingangs- (um 100 MHz) und Zwischenfrequenzen (10,7 MHz) – die in Abschnitt 2.6. für Kurzwelle angedeuteten Probleme in der Kreisdimensionierung zu bedenken, andererseits genügen kleinste Rückwirkkapazitäten, um die Schaltung zum Schwingen zu bringen. Man sagt mit Recht, bei einer solchen Anfängerschaltung schwingt zunächst jede Stufe, nur nicht der Oszillator ...
Vorgefertigte Filter, Abstimmeinheiten («Tuner»), erprobte Leiterbilder und moderne Schaltkreise haben für den Fortgeschrittenen aber auch den Bau eines UKW-Empfängers wesentlich erleichtert. Wer sich über die Besonderheiten des UKW-Empfangs, die dabei benutzte Modulationsart (FM, Frequenzmodulation) und die Möglichkeiten für den Bau noch mit Einzeltransistoren vom Tuner an informieren will, findet alles Nötige in [1]. In [7] wird ein moderner UKW-Empfänger mit integrierten Schaltkreisen aus DDR-Produktion beschrieben.

3. Integrierte Analogschaltkreise – Allgemeines

Im VEB Kombinat Mikroelektronik wird ein breites Spektrum integrierter Analogschaltkreise gefertigt, von denen eine Reihe auch in der Amateurvariante («R» statt «A» als erster Buchstabe) vorliegen. Sie sind ebenfalls voll funktionsfähig, weichen aber in einigen Parametern von den strengen TGL-Forderungen ab. Zu den für den Empfängerbau auf der NF-Seite verbreitetsten gehören die NF-Leistungsschaltkreise vom Typ *A (R) 211 D* und *A (R) 210 D* (mit seinen Vorläufern bzw. Varianten, vor allem dem *A 205 D;* mit Kühlkörper versehen gibt es den *210* als *A 210 K*).
Daneben hat der Operationsverstärker *A 109 D* eine gewisse Bedeutung; er erfordert allerdings im Normalfall 2 gegensinnig gepolte Betriebsspannungen. Neu hinzugekommen, bei Manuskriptabschluß dem Amateur jedoch noch nicht allgemein zugänglich geworden sind unter anderem der speziell für Magnettonbandgeräte entwickelte Vorverstärker *A 202* sowie die Lautstärke- und Frequenzeinstellkombination *A 273* und *A 274.* Sie sind vor allem für Stereoempfänger von Interesse, denn statt der Doppelpotentiometer mit ihren Gleichlaufproblemen werden nun nur noch Einfachpotentiometer gebraucht, die lediglich über eine einstellbare Gleichspannung die vom Schaltkreis erzielbaren Wirkungen bestimmen. Für ZF-Verstärker gibt es den für AM und FM geeigneten *A (R) 281 D;* als reine FM-Verstärker stehen die Schaltkreise *A (R) 220 D, A (R) 223 D* und neuerdings der *A 225 D* zur Verfügung, und für den Amateur als «Krone» der HF-Analogschaltkreise erhält man (infolge der großen Nachfrage leider noch nicht immer) den Empfängerschaltkreis *A (R) 244 D.* Im folgenden sollen nur die Schaltkreise behandelt werden, die für Empfänger (und Verstärker allgemein) eines Anfängers interessant und auch allgemein greifbar sind. Mit ihnen können auch die (nicht zuletzt darum so ausführlich behandelten) Eingangsteile mit Einzeltransistoren wirkungsvoll ergänzt werden.
In Zusammenarbeit mit dem Hersteller entstand zu dem Bastelschaltkreisangebot, das ab 1979 im Handel war, der Originalbauplan Nr. 42 [6]. Aus ihm stammen viele der folgenden Informationen, denn zu diesem Bauplan liegen einige Leiterbilder auf ätzfester «typofix-electronic-special»-Folie vor. Das bietet Anfängern und

Arbeitsgemeinschaften eine ideale Basis, Schaltungen mit integrierten Schaltkreisen aufzubauen. Die beim ersten Umgang meist übersehenen Fehler werden vermieden, und man spart dadurch Material. Das gilt für die bei integrierten Schaltkreisen immer stärker betonte Seite, daß man die ohnehin innen nicht mehr beeinflußbare, optimierte Schaltung als «black box» (schwarzen Kasten) mit allerdings bekannten Anschlußdaten in größere Gesamtschaltungen vorteilhaft und rationell einsetzt. Für die Gestaltung eigener Entwürfe werden aber zu den jeweiligen Schaltkreisen die vom Hersteller vorgegebenen Richtlinien mit wiedergegeben.

4. Umgang mit integrierten Schaltkreisen

Mit dem Einsatz integrierter Schaltkreise löst sich der Amateur notwendigerweise von vielem, was die Einzeltransistortechnik noch von ihm verlangte. Die «black-box»-Methode ist aber gleichzeitig der Ausgangspunkt dafür, in ihrer Wirkung umfangreicher werdende Schaltungen schnell zu übersehen.
Gehäuseform und Anschlußbild sind unentbehrliche Informationen über einen integrierten Schaltkreis. Die Kenntnis der Einzelheiten des «Innenlebens» tritt immer mehr hinter der Frage zurück, welches Ausgangssignal zu erwarten ist, wenn dem Eingang eine definierte Information zugeführt wird. Auch bei der Analogtechnik vollzieht sich der Trend zu einem höheren Integrationsgrad, d.h. zu einer komplexeren Verknüpfung von komplizierten Teilfunktionen auf einem Halbleiterchip. («Analog»: Das Ausgangssignal ist – in gewissen Grenzen – ein getreues Abbild des Eingangssignals; es gibt keine Sprünge.) Selbst für einen gut vorgebildeten Amateur sind solche Innenschaltungen, bis zum einzelnen Funktionselement aufgelöst, nicht mehr überschaubar. Deshalb ist es meist sinnvoll, eine Darstellung in Form eines Übersichtsschaltplans («Blockdarstellung») zu wählen. Bei einfacheren Schaltkreisen wird die Innenschaltung dagegen oft noch mit angegeben. Beide Varianten haben nur informativen Zweck. Bei der weiteren Betrachtung der Anschlußbilder ist zu beachten, daß sie grundsätzlich mit dem Blick auf die Oberseite dargestellt sind. Das hat praktische Gründe und muß vom Amateur beim Leiterplattenentwurf berücksichtigt werden. Nur so ist die Typenbezeichnung lagerichtig lesbar, wobei die Gehäusemarkierung in Form einer Aussparung auf der Oberfläche (Rechteckform, runde und in Zukunft halbrunde Vertiefung) stets nach links zeigt. Die Eigenschaften und Einsatzbedingungen der einzelnen Typen werden durch die Angabe der Grenz- und Kennwerte beschrieben. Grenzwerte charakterisieren die Betriebsbedingungen, bei denen das Bauelement betrieben werden darf. Ein Über- oder auch Unterschreiten (das hängt von der «Wirkrichtung» der Beanspruchung ab) dieser Werte kann das Bauelement sofort zerstören und ist daher unbedingt zu vermeiden.
Kennwerte charakterisieren die Eigenschaften des Bauelements. Sie lassen sich in typspezifischen Meßschaltungen messen und

werden in Form von Daten bzw. Kurven dargestellt. Sie unterscheiden sich in Garantiewerte (Minimal- bzw. Maximalwerte) und in typische Werte (Mittelwerte, die Exemplarstreuungen unterliegen). Bei der Darstellung der einzelnen Typen werden entsprechende Anwendungshinweise zur Applikation gegeben, die unbedingt beachtet werden müssen.

Beim Umgang mit Halbleiterbauelementen ist darauf zu achten, daß keine äußeren unzulässigen Einflüsse (mechanisch, thermisch o. ä.) direkt oder indirekt auf die Bauelemente einwirken können. Äußere Überbeanspruchungen können dazu führen, daß außer direkten mechanischen Unterbrechungen der zum Kristall führenden Zuleitungen die hermetisch abgeschlossenen Halbleiterbauelemente undicht werden und somit äußere klimatische Einflüsse sofort oder in der Folgezeit auf die Oberfläche einwirken können. Dadurch sind die Bauelemente dann nicht mehr funktionstüchtig.

4.1. Einbauhinweise

Beim Einbau der Schaltkreise ist folgendes zu beachten:

- Zug- und Druckkräfte in Richtung der Anschlüsse dürfen 500 p für das gesamte Bauelement sowie bis zu 100 p für jeden einzelnen Anschluß nicht überschreiten. Die Kräfte müssen am Gehäuse großflächig angreifen.
- Torsionskräfte, die auf die Anschlüsse wirken, sind nicht zugelassen.
- Der Winkel der Anschlüsse darf für Schaltkreise im Plastgehäuse nur zum Zweck des Einbauens innerhalb des Bereichs von 90 bis 105° verändert werden.
- Die Anschlüsse dürfen maximal bis zu den Aufsetzkanten in die Bohrungen der Leiterplatte gesteckt werden.
- Die Schaltkreise sind nicht in der Nähe von wärmeerzeugenden Bauteilen anzuordnen, wenn dabei die zulässigen Grenzwerte der Umgebungstemperatur für den elektrischen Betrieb überschritten werden.

Die Kühlfahnen des *A (R) 211 D* sind nur zum Zweck des Einbauens in die dafür vorgesehenen Lötschlitze innerhalb eines Winkels zwischen 90 und 105° zu richten. Biegen der Kühlfahnen in die Horizontale ist nicht zulässig. Die Kühlfahnen des *A (R) 205 D* bzw. *210 D* darf man weder thermisch noch mechanisch belasten. Sie dürfen innerhalb eines Winkels von ± 8° gerichtet werden. Ein

weiteres Verbiegen aus der Horizontalen ist unzulässig. Auf diesen Kühlfahnen darf man nicht löten. Hinsichtlich der Einbaulage ist bei diesen beiden Typen zu beachten, daß sich der Wärmewiderstand bei Montage auf einer senkrechten Leiterplatte mit waagerechter Lage der Kühlrippen des Schaltkreises und bei der Montage der Bauelemente auf der Unterseite der Leiterplatte um 20% erhöht. Lassen sich diese Einbaulagen nicht vermeiden, muß man entweder die Verlustleistung entsprechend dem um 20% höheren Wärmewiderstand verringern oder die Wärmeabfuhr verbessern.
Die Lötparameter müssen innerhalb der schraffierten Fläche nach Bild 4.1 liegen. Dabei stellt die obere Grenzkurve ABC die Lötwärmebeständigkeit dar. Der Punkt D ergibt sich aus den Werten der Lötbarkeit. Daraus abgeleitet ergeben sich die Linien AD und DC. Die Löttemperatur ist die Temperatur der Lötkolbenspitze und die Lötdauer die Zeit, in der ein direkter thermischer Kontakt der Lötstelle mit der Wärmequelle (Lötkolben) besteht. Die Anschlüsse der Bauelemente dürfen vor und während des Einbauens nicht verunreinigt werden. Anschlüsse nicht mit bloßen Händen berühren! Der Lötkolben muß ordnungsgemäß geerdet sein; an der Schaltung dürfen also beim Löten auch keine Spannungen anliegen. Die verwendeten Flußmittel sollen nicht korrodierend wirken. Mehrfaches Ein- und Auslöten ist zu vermeiden. Zum Zweck der Reparatur können die IS jedoch einmalig wiederverwendet werden. Sowohl beim Auslöten als auch bei erneutem Einlöten sind die in den Einbau- und Lötvorschriften angegebenen Werte unbedingt einzuhalten.

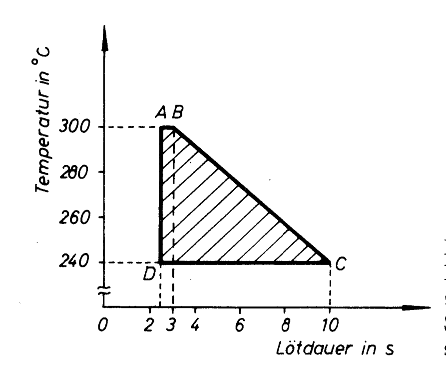


Bild 4.1
Lötdauer und Löttemperatur sind so zu wählen, daß die Schnittpunkte dieser Größen im schraffierten Bereich liegen

5. Integrierte NF-Schaltkreise

Die folgenden Informationen wurden weitgehend nach [6] zusammengestellt – aus den bereits genannten praktischen Gründen («typofix»-Folie). Dabei ist sinngemäß sowohl der A- wie auch der R-Typ einsetzbar. Zur Vereinfachung der Schreibweise wird nach Möglichkeit nur die «Kurzform» angewendet, z. B. *A 211.*

5.1. 1-W-NF-Verstärker A 211 D

Der *A 211* ist ein NF-Leistungsverstärker im Plastgehäuse mit hohem Eingangswiderstand, der durch ein externes Gegenkopplungsglied aus *R* und *C* leicht in der Verstärkung eingestellt werden kann. Er hat gemäß Bild 5.1 in bisheriger Zählweise folgende Anschlußbelegung:

1 Bootstrap	8 Eingang
2 Betriebsspannung	9 Gegenkopplung
3, 4, 5 Masse	10, 11, 12 Masse
6 Ausgang	13, 14 Frequenzkompensation
7 Masse	

Die Kühlflügel sind also Teil dieser Schaltung und dürfen beim Anschluß weder vergessen noch auf ein unzulässiges Potential gelegt werden. Der Hersteller gibt zum *A 211* folgende Anwendungshinweise:

– Biegen der Kühlfahnen in die Horizontale ist nicht zulässig.

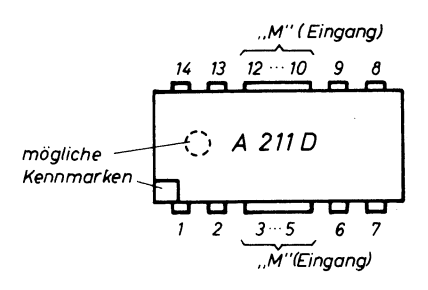


Bild 5.1
Anschlüsse des Schaltkreises *A 211 D*, von oben gesehen (bisheriges Nummernschema)

- Die Leiterplatte ist so zu gestalten, daß die Leiterzüge von Betriebsspannung, Masse und Lautsprecheranschluß kleinstmögliche Impedanzen aufweisen.
- Die Betriebsspannung U_S ist mit einem Elektrolytkondensator 100 μF so dicht wie möglich am Schaltkreis abzublocken.
- Die angegebene maximale Ausgangsleistung wird nur dann erreicht, wenn der Innenwiderstand der Versorgungsspannungsquelle $R_i \leqq 50\,m\Omega$ ist.
- Die maximale Eingangswechselspannung sollte $U_{i\,eff} = 250\,mV$ nicht überschreiten.
- Wird der *A 211* aus einer hochohmigen Quelle angesteuert, sind gegebenenfalls die aus der Röhrentechnik bekannten Maßnahmen gegen Brumm- und Störspannungseinstreuung anzuwenden (Abschirmung, günstige Leitungsführung zum Eingang, kurze Leitungslänge).
- Als Koppelkondensator zum Eingang des *A 211* (Anschluß 8) sollte kein Elektrolytkondensator verwendet werden.
- Ein Kurzschluß des Ausgangs (Anschluß 6) gegen Masse oder gegen die Betriebsspannung zerstört den Schaltkreis und ist deshalb zu vermeiden.
- Die Standardbeschaltung der Frequenzkompensation ist 56 pF zwischen Anschluß 13 und 14, 150 pF zwischen Anschluß 14 und 6, 100 nF zwischen Anschluß 6 und Masse.
- Die untere Grenzfrequenz des *RC*-Gliedes am Anschluß 6 muß kleiner sein als die des *RC*-Gliedes von Anschluß 9 nach Masse.

Zum Begriff «Bootstrap»: Bei Aussteuerung einer Gegentaktendstufe, wie sie auch im *A 211* zum Einsatz kommt, gibt es einen Zeitbereich, bei dem der Treibertransistor des oberen Endtransistors keine ausreichende «Oberspannung» für den Endtransistor hat, weil dieser die Betriebsspannung gerade «voll» auf den Ausgangswiderstand durchschaltet. Mit einem kleinen Trick gewinnt man die nötige Spannung für diesen Bereich durch einen *RC*-Zusatz (*R* kann der Arbeitswiderstand sein). Die Spannung des Kondensators zwischen 1 (dem Bootstrapanschluß) und 6 (dem Ausgang des Schaltkreises) steht dann als Oberspannung für den Treibertransistor im Schaltkreis zur Verfügung, dessen Kollektor an 1 liegt und der mit seinem Emitter die Basis des oberen Ausgangstransistors treibt, dessen Emitter an 6 liegt (vgl. Bild 5.2). Es handelt sich um eine Maßnahme, die sinngemäß auch bei geregelten Netzteilen genutzt wird: Die Treiberstufe erhält eine höhere Kollektorspannung, und über dem Leistungstransistor wird nur noch die für seine

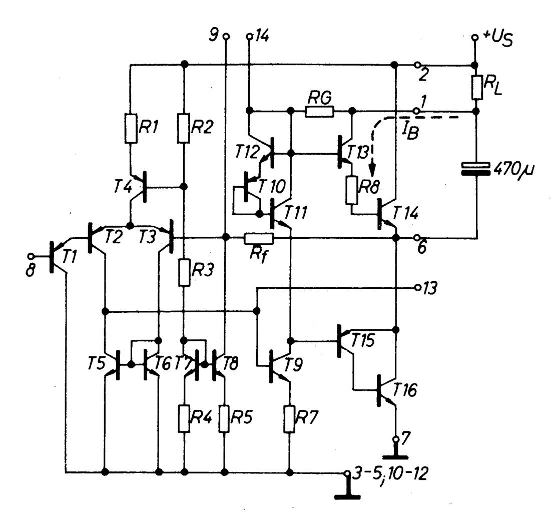


Bild 5.2 Innenschaltung des *A 211 D* mit «Bootstrap»-Einzelheit (gekennzeichnet) und der zugehörigen Teilaußenbeschaltung

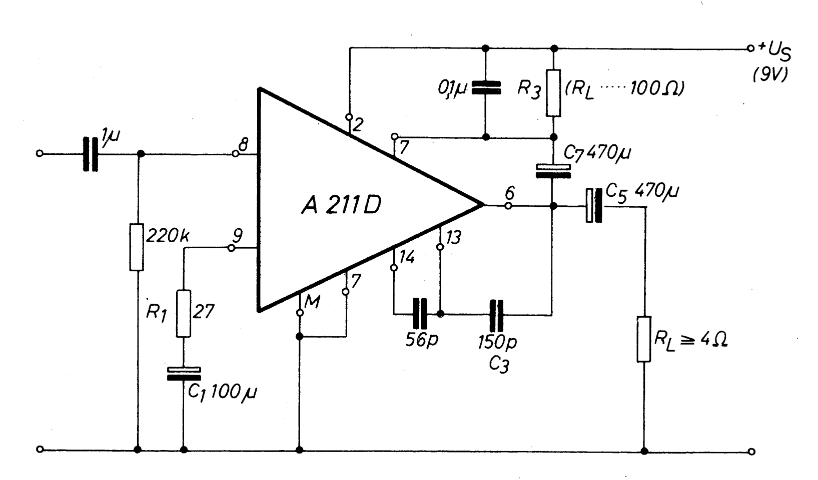


Bild 5.3 Typische Anwendungsschaltung des *A 211 D* nach Herstellerempfehlungen für Geräte mit Netzteilspeisung

einwandfreie Funktion nötige Mindestspannung (z. B. um 1 V) gebraucht, so daß in ihm die Verlustleistung klein bleibt.
Bild 5.3 zeigt zunächst eine typische Anwendungsschaltung des *A 211* für Empfänger mit Netzteil. Auf Grund der inneren Verknüpfung des Schaltkreises ist die Unterdrückung des Netzteilrestbrumms (Restwelligkeit am Elektrolytkondensator im Netzteil) am größten, wenn der Lastwiderstand (Lautsprecher) an Masse liegt. Die Schaltung zeigt die Größenordnungen der nötigen Bauelemente. Der Eingangswiderstand ist relativ hoch, daher auch der recht große Basiswiderstand des Eingangstransistors (es handelt sich um eine Kollektorstufe!) an 8. Die Gegenkopplung zwischen 9 und Masse verringert die Verstärkung um so mehr, je größer der Widerstand ist.
Weiterhin ist für den *A 211* sehr wichtig zu wissen, daß es sich bei den in den Kühlflügeln zusammengefaßten Anschlüssen 3, 4, 5, 10, 11, 12 um den Masseanschluß des Eingangs handelt, während 7 der Emitter des unteren Ausgangstransistors ist, also die Ausgangsmasse. Der die Betriebsspannung abblockende Elektrolytkondensator, wie ihn der Hersteller fordert, muß daher mit Minus dicht an 7 liegen und mit Plus an 2. Die Eingangsmasse darf nicht mit 7 zusammen über einen gemeinsamen schmalen Leiter zum Kondensator geführt werden, sondern über einen getrennten Leiterzug. Nur so kann man Schwingerscheinungen, die sich manchmal erst

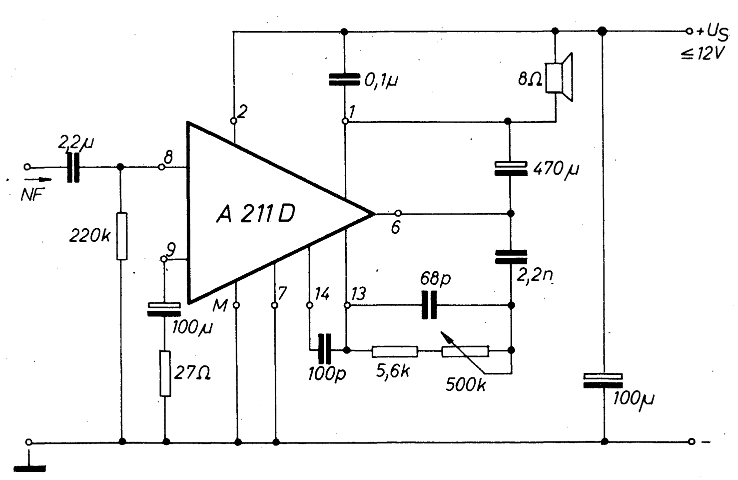


Bild 5.4 Frequenzbeeinflussung am *A 211 D*

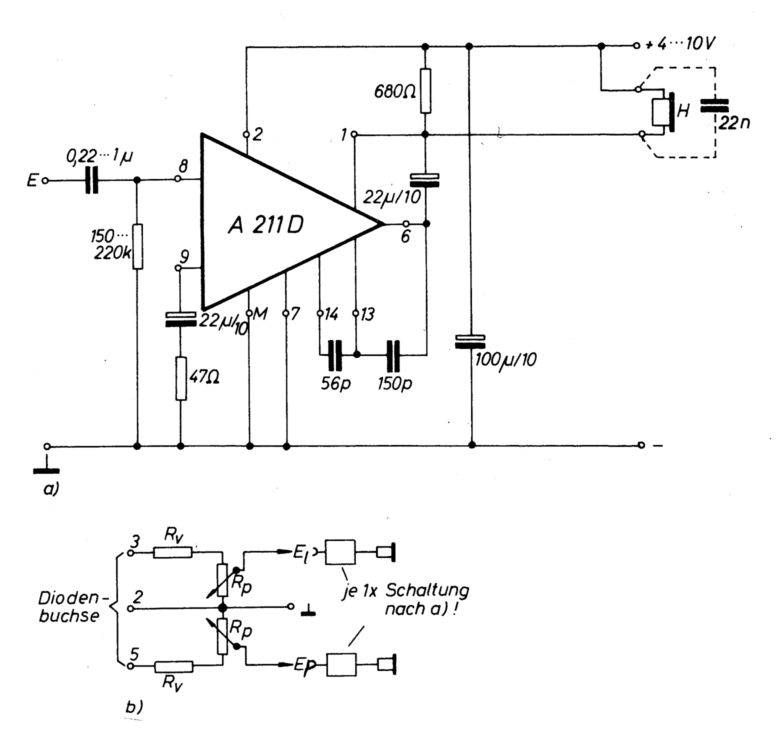
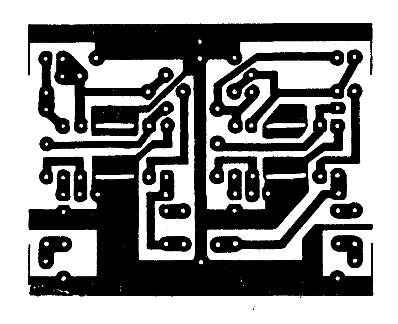


Bild 5.5 a – Vielseitige Experimentierstufe mit *A 211 D*, b – Anschluß für 2 Einheiten nach a (Stereowiedergabe) an Tonquelle über Diodenkabel (*R*-Werte siehe Text) und an Platte nach Bild 5.6

bei großer Aussteuerung auf einem Teil des Kurvenzugs oszillografisch erkennen lassen und sonst nur den Klangeindruck «unerklärlich» verschlechtern, wirksam vermeiden. Eine Schaltung für kleinere Ansprüche an die Qualität einer einstellbaren Frequenzgangbeeinflussung nutzt die Gegenkopplung am Punkt 13 des Schaltkreises aus. So entsteht die Beschaltung nach Bild 5.4. Die für den Anfänger wohl interessanteste Schaltung für Experimente vom Kopfhörer bis zum Lautsprecher gibt Bild 5.5 wieder. Dafür entstand ein Leiterbild auf «typofix» mit der Bestückung nach Bild 5.6. Die Schaltung nach Bild 5.5 ist darauf sogar 2mal enthalten. So entsteht ein Kleinstereoverstärker für die üblichen 400-Ω-Kopfhörer (vgl. Zusatz nach Bild 5.5). Bei kleineren Lastwiderständen (man kann z. B. auch 15-Ω-Lautsprecher anschließen!)



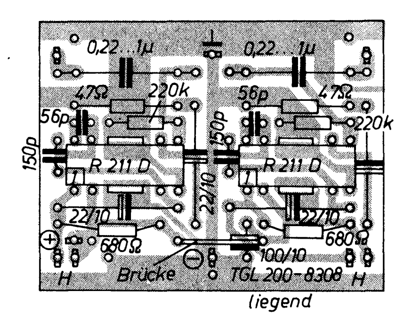


Bild 5.6
a – Leiterbild für 2 Einheiten nach Bild 5.5 für Stereo (für Mono in der Mitte trennbar);
b – Bestückungsplan gemäß Bild 5.5 (2 × auf Platte enthalten)

sind die 22-µF-Kondensatoren entsprechend (im Sinne der Pro portionen von Bild 5.3 oder Bild 5.4) zu vergrößern. Bei nicht allzu hohen Ansprüchen an den Rauschpegel erweist sich die Gesamtplatte z. B. als recht empfindlicher Verstärker für dynamische Mikrofone (Bild 5.7), der bereits mit einer Flachbatterie als Spannungsquelle auskommt. In der Bestückung der Leiterplatte nach

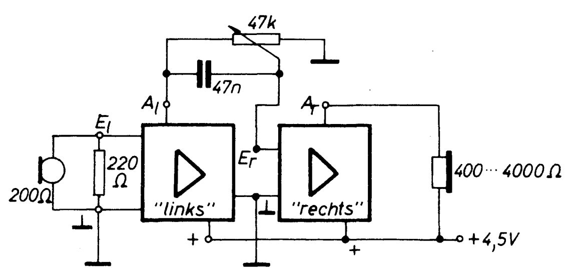


Bild 5.7 Einsatzfall der Gesamtplatte nach Bild 5.6 als empfindlicher Verstärker für dynamische Mikrofone im Sprechverkehr

Bauplan Nr. 42 (dort Bild 32) hatte sich ein kleiner Fehler eingeschlichen, der bei diesem speziellen Einsatz deutlich wird. Erst dabei wird nämlich der «Vorlast»-Widerstand von 680 Ω gebraucht (sonst liegt dort ja schon der Hörerwiderstand als Gleichstrompfad). Der linke Anschluß des linken 680-Ω-Widerstands muß eine Rastereinheit weitergelegt werden, bzw. man trennt seine Anschlußfläche von der der beiden Lötösen und legt sie an Plus (links daneben, bauelementeseitig angeschlossen). Spezielle Hinweise für den Einsatz, vor allem auch als Stereoverstärker: Beim Zersägen der Platte erhält man 2 winzige Monoverstärker hoher Verstärkung und verhältnismäßig großer Ausgangsleistung; der Siebkondensator von 100 µF wurde für den Stereofall nur einmal eingezeichnet. Die Eingangsspannung soll 250 mV nicht überschreiten. Je nach den Daten der Quelle (Plattenspieler, Tuner, Bandgerät) muß daher das außerhalb der Platte montierte Lautstärke-Stereopotentiometer (R_p) mit einem Vorwiderstand (R_v) je Kanal versehen werden. Richtwerte: 1,5 R_p für 0,5 V, 4 R_p für 1 V maximal möglicher Quellenspannung; R_v entfällt für weniger als 0,25 V maximaler Quellenspannung. Für R_p können auch 2 gleiche Einzelpotentiometer benutzt werden (etwa 100 kΩ). Dadurch läßt sich mit ihnen auch die Balance einstellen, die sonst für höhere Ansprüche ein weiteres Potentiometer zwischen den Eingängen erfordern würde. Sein Schleifer liegt an Masse. Die Verstärkereingänge sind hochohmig und darum brummempfindlich. Man baut das Gerät daher in ein kleines Gehäuse aus kupferkaschiertem Hartpapier ein. Die Kupferfolie ist an Masse zu legen. Im Gehäuse werden Potentiometer und Buchsen für Ein- und Ausgang montiert. Die geringe Stromaufnahme (Muster: 2,5 mA bei 4,5 V) und die niedrige Betriebsspannung (Datenblatt: 4,2 V, Muster sogar nur 2,9 V) gestatten Batteriebetrieb z. B. aus 3 *RZP2*-Akkumulatoren oder aus 2 Batterien *R10*. Ebenso kann man aus dem Klingeltransformator *KT 07* mit 1-Weg-Gleichrichtung 1000 µF/16 V und 100 Ω Vorlastwiderstand (wegen der 10-V-Kondensatoren) speisen.

5.2. A 211 D mit Vorverstärker

Für Originalbauplan Nr. 39 wurde die Hauptstelle einer Wechselsprechanlage auf einer 35 mm × 80 mm großen Leiterplatte mit einem *A 211* und einer NF-Vorstufe entwickelt. Diese Folie ist bei Bedarf noch lieferbar, und die wichtigsten Informationen dieses

Bauplans wurden in das Buch «Elektronikbasteln im Wohnbereich» aufgenommen (es erschien 1981 im Militärverlag der DDR). Da sich dieser Verstärker infolge des größeren Platzangebots mit entsprechend großen Kondensatoren bestücken läßt, kommt er auch als recht empfindlicher NF-Teil selbstgebauter Rundfunkempfänger aller Schwierigkeitsgrade in Betracht. Bild 5.8 enthält die nötigen Informationen. Der Transistor (ebc) ist ein *SC 206* o. ä. Zwischen «MSC» ist ein Potentiometer von 100 kΩ außen anzuschließen: C oberes Ende, S Schleifer, M unteres Ende, gegebenenfalls mit 10 kΩ in Serie (für Sprechanlagen).
Im Originalbauplan Nr. 39 besteht zwischen dem dortigen Bild 3a und Bild 3c eine Abweichung: Der Auskoppelkondensator (im Bestückungsplan ganz unten) liegt an 2 statt an 6. Das ist für die Sprechanlage ohne Bedeutung. Für NF-Verstärker mit gewünscht besserer Tiefenwiedergabe und vollem Ausnutzen der Batteriespannung bezüglich Sprechleistung gibt der Bestückungsplan nach Bild 5.8 die geänderte (im Bild spiegelbildlich sichtbare) Leiterbildgestaltung wieder: Kondensatorlötfläche von 2 trennen und über zusätzlichen Lötpunkt nach ebenfalls neuem Lötpunkt an 6 legen. Zwischen die neuen Lötpunkte Drahtbrücke einfügen. Blatt 2 der «typofix»-Folie zum Originalbauplan Nr. 42 enthält ein Korrekturstück zur Folie Blatt Nr. 2558 zu Originalbauplan Nr. 39. Dort wird einfach die überflüssige Folie herausgeschnitten oder nach dem

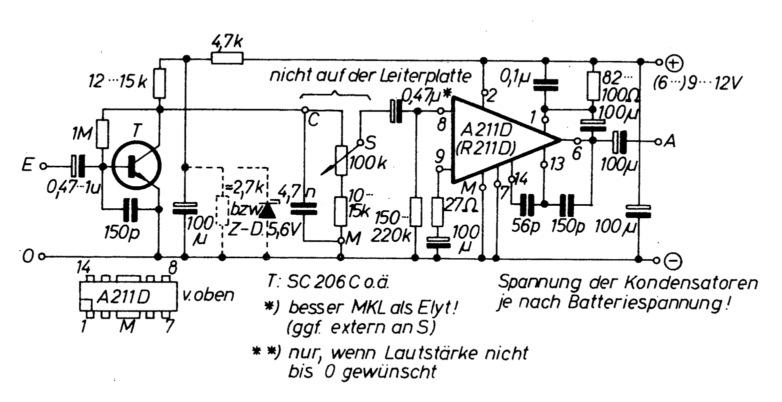


Bild 5.8 Stromlaufplan zum Verstärker mit *A* bzw. *R 211 D* und Vorstufe nach Originalbauplan Nr. 39. Leiterbild kann von «typofix»-Blatt Nr. 2558 abgerieben werden; Korrekturfolie auf «typofix»-Blatt Nr. 2963, auf dem sich für diese Broschüre weitere Leiterbilder befinden; b– Stromlaufplan zu a aus Originalbauplan Nr. 39

Abreiben wieder abgeschabt; dann wird das Korrekturstück auf die Leiterseite aufgerieben. Nach dieser Maßnahme kann der Verstärker (außer weiterhin in Sprechanlagen) für die genannten Zwecke optimal genutzt werden.
Bei den heutigen niedrigen Preisen von Schaltkreisen bleibt noch nachzutragen, daß (außer für die Besonderheiten beim Lauschen) jetzt Sprechanlagen durchaus als gleichberechtigte Hauptstellen mit jeweils einem Verstärker ausgeführt werden können. Das heißt: Im Ruhezustand liegen die Lautsprecher an der Leitung, beim Sprechen ist der Eigenlautsprecher Mikrofon, und der Wechselsprechbetrieb wird nun durch beide Teilnehmer gesteuert. Das verlangt wieder genügend Sprechdisziplin. Der Weg zur Gegensprechanlage mit Lautsprecher und Mikrofon in jeder Sprechstelle ist leicht, erfordert allerdings mehr Leitungsaufwand.

5.3. NF-Leistungsverstärker-Schaltkreis A 210 D

Auf die Angabe der verfügbaren Leistung wurde in dieser Überschrift bewußt verzichtet. Während man für den Grundtyp *A 210 D* nur mit 1,3 W rechnen kann, gestattet der Kühlkörper des *A 210 K* mindestens 5 W.
Der *A 210* ist ein gegen thermische Überlastung intern geschützter Leistungsverstärker in Plastgehäuse mit Kühlflügeln. Seine bereits der neuen Zuordnung entsprechende Anschlußbelegung (Kühlflügelpunkte nicht mehr mitgezählt) lautet:

1 Betriebsspannung	7 Entkopplung
2, 3, 11 nicht belegt	8 Eingang
4 Bootstrapanschluß	9 Masse 1
5 Frequenzkompensation	10 Masse 2
6 Gegenkopplung	12 Ausgang

Bild 5.9 zeigt den Übersichtsschaltplan der Innenschaltung. Für den *A 210* gibt der Hersteller die folgenden Applikationshinweise:
- Die Leiterplatte ist so zu gestalten, daß die Leiterzüge von Betriebsspannung, Masse und Lautsprecheranschluß kleinstmögliche Impedanzen aufweisen.
- Die Betriebsspannung U_S für den *A 210* muß mit einem Elektrolytkondensator von 1000 µF so dicht wie möglich am Schaltkreis abgeblockt werden (Anschluß 1).
- Die angegebene maximale Ausgangsleistung bei k = 10% wird

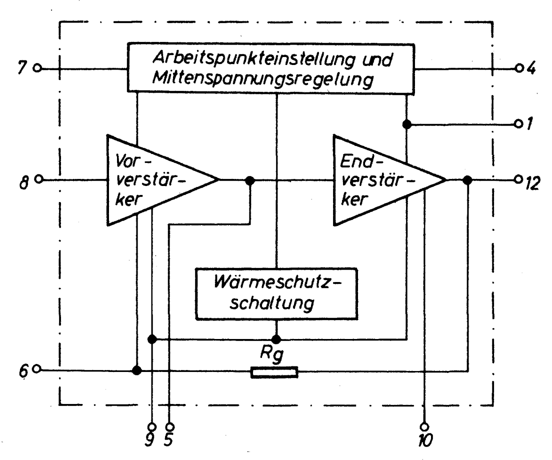


Bild 5.9 Übersichtsschaltplan des *A210D*

nur dann erreicht, wenn der Innenwiderstand der Spannungsquelle $R_i \leqq 50\,m\Omega$ ist.

– Wird der Schaltkreis aus einer hochohmigen Quelle angesteuert, sind gegebenenfalls die aus der Röhrentechnik bekannten Maßnahmen gegen Brumm- und Störspannungseinstreuung anzuwenden (Abschirmung, günstige Leitungsführung zum Eingang, kurze Leitungslänge).
– Als Koppelkondensator zum Eingang (Anschluß 8) sollte kein Elektrolytkondensator verwendet werden.
– Die maximale Eingangsspannung sollte $U_{i\,eff} = 200\,mV$ nicht überschreiten. Der Gegenkopplungswiderstand R_f für die maximale Eingangsspannung beträgt daher $220\,\Omega$ für $U_S = 12\,V$ und $150\,\Omega$ für $U_S = 16\,V$.
– Ein Kurzschluß des Ausgangs (Anschluß 12) gegen Masse oder gegen die Betriebsspannung $+U_S$ zerstört den Schaltkreis und ist deshalb verboten.
– Einstellung der oberen Grenzfrequenz bei $R_f = 56\,\Omega$ (Werte für 20 kHz/10 kHz):
  C5 (zwischen Anschluß 5–12) 820 pF/1500 pF,
  C7 (zwischen Anschluß 5–Masse) 4,7 nF/5,6 nF.
– Die untere Grenzfrequenz des *RC*-Gliedes zwischen den Anschlüssen 12 und 1 muß kleiner sein als die des *RC*-Gliedes vom Anschluß 6 gegen Masse.
– Um bei kleinen Werten der Versorgungsspannung ($4{,}0\,V \leqq U_S$

$\leqq$ 6,0 V) auch die maximal mögliche Ausgangsleistung zu erhalten, ist die Beschaltung folgendermaßen zu ändern:

- Der Lastwiderstand wird zwischen Anschluß 4 und Anschluß 1 geschaltet.
- Der Kondensator zwischen den Anschlüssen 12 und 4 wird auf 1 000 µF erhöht.

Bei dieser Schaltungsausführung ist jedoch der Einfluß einer der Versorgungsspannung überlagerten Störspannung größer. Bild 5.10 zeigt eine Standardbeschaltung des Schaltkreises, der ja gegenüber dem *A 211* eine andere Anschlußlage hat und außerdem über 2 An-

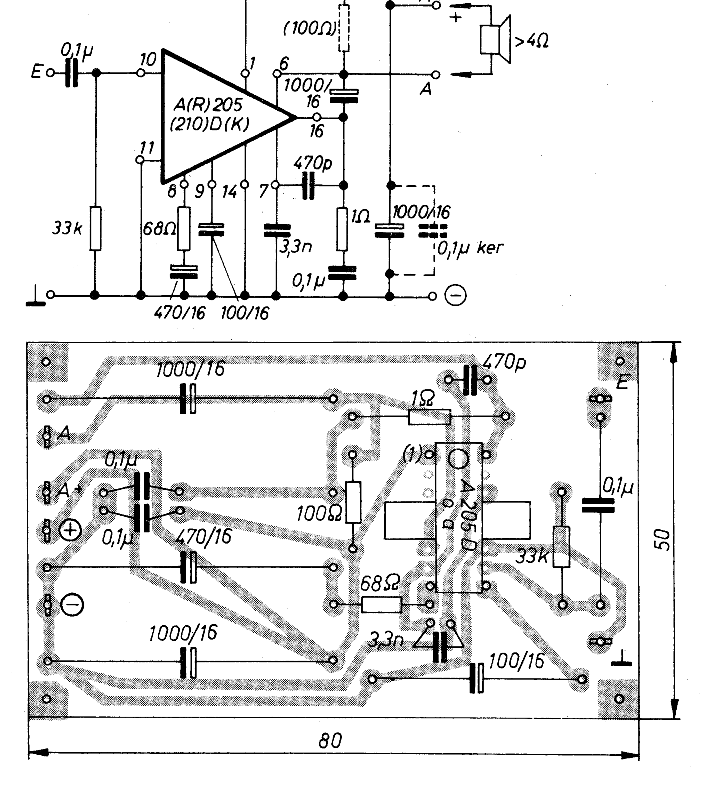


Bild 5.10 a – Standardbeschaltung des *A 210 D*, b – Bestückungsplan einer entsprechenden Leiterplatte nach c

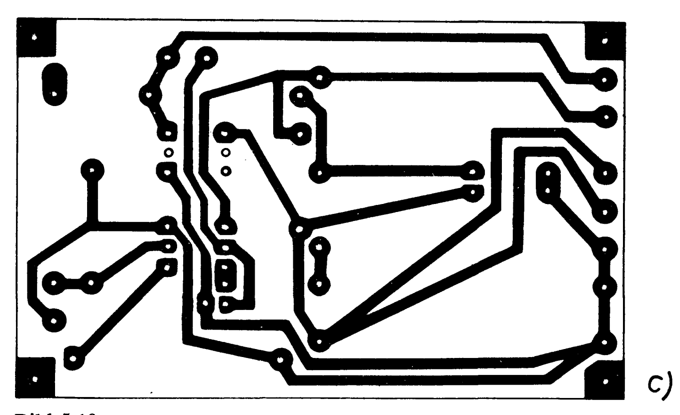


Bild 5.10

schlüsse mehr verfügt. Die thermische Schutzschaltung des *A 210* macht ihn zu einem recht sicheren Bauelement, wenn nicht gerade ein Kurzschluß am Ausgang erzeugt wird. In der Schaltung nach Bild 5.10 wurde auf Klangeinstellglieder am Schaltkreis selbst verzichtet. Wie die dennoch relativ große Leiterplatte nach Bild 5.10 zeigt, braucht man im Interesse guter Tiefenwiedergabe relativ viel Platz. Die Platte wurde so gestaltet, daß sowohl der *A 210 D* als auch der *A 210 K* untergebracht werden können. Diese Platte dürfte daher eine große Einsatzbreite erlangen, auch z. B. für Stereoanlagen bis 5 W.

5.4. Operationsverstärker A 109 D

Der Operationsverstärker *A 109* ist ein Verstärker mit hoher Spannungsverstärkung und großem Eingangswiderstand im Plastgehäuse. Er hat einen bezüglich der Phase der Ausgangsspannung invertierenden und einen nichtinvertierenden Eingang, d. h.: Steigende Spannung am nichtinvertierenden Eingang gibt steigende Ausgangsspannung, steigende Spannung am invertierenden Eingang aber fallende Ausgangsspannung.
Anschlußbelegung:

3 Eingangsfrequenzkompensation	10 Ausgang
4 invertierender Eingang	11 positive Betriebsspannung
5 nichtinvertierender Eingang	12 Eingangsfrequenzkompensation
6 negative Betriebsspannung	
9 Ausgangsfrequenzkompensation	1, 2, 7, 8, 13, 14 nicht belegt

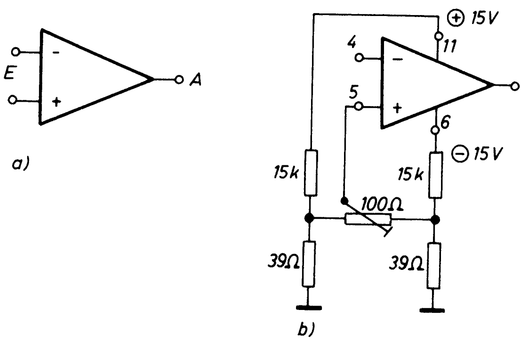


Bild 5.11 a – Schaltsymbol eines Operationsverstärkers, b – Offsetkompensation am *A 109 D* für 0 V Ausgangsspannung

Bild 5.11 zeigt das Schaltsymbol. Der Hersteller gibt zum *A 109* folgende Anwendungshinweise:

– Es ist zweckmäßig, die positive und die negative Versorgungsspannung U_{S+} und U_{S-} mit je einem Kondensator von 0,01 bis 0,1 μF gegen 0 V abzublocken.
– Eventuelle Schwingneigung in der positiven Halbwelle der Ausgangsspannung wird durch einen Widerstand von 51 Ω im Ausgang vermieden.
– Es ist zu beachten, daß der Schaltkreis auch beim Betrieb in offener Schleife bereits frequenzkompensiert werden muß. Dazu sind 2 Kondensatoren mit den Werten C_{K1} = 10 pF und C_{K2} = 3 pF erforderlich.
– Beim Betrieb in geschlossener Schleife richten sich die Werte für die Frequenzkompensationsglieder nach der geschlossenen Schleifenverstärkung $|V_g|$
– Für Verstärkung $|V_g| > 30$ dB ist eine Offsetkompensation vorzusehen, um die Ausgangsruhespannung auf 0 V bei 0 V Eingangsspannung einstellen zu können (Bild 5.11).
– Für eine minimale Temperaturdrift müssen die von den Anschlüssen der Eingänge in die Schaltung hineingemessenen Widerstände gleich groß sein. Daraus resultiert die Bedingung $R3 = R1 // R2$.
– Beim Betrieb als Spannungsfolger (das ist ein nichtinvertierender Verstärker mit $V = 1$, hohem Ein- und kleinem Ausgangswiderstand) kommt der Einhaltung des maximalen Gleichspannungsbereichs eine besondere Bedeutung zu.
– Der maximale Gleichtakteingangsspannungsbereich darf auch

nicht kurzzeitig überschritten werden, da es sonst zum «latch up» (Festfahren oder Hängenbleiben der Ausgangsspannung) kommen kann. Man muß deshalb beim Betrieb des *A 109* als Spannungsfolger in die Rückführung vom Ausgang auf den invertierenden Eingang einen Widerstand von 10 kΩ einschalten. Zwischen Ausgang und Anschluß 12 wird eine Diode gelegt (Katode an 12).

- Sofern in der angewendeten Schaltung die Möglichkeit besteht, daß die Spannungsdifferenz direkt zwischen dem invertierenden und dem nichtinvertierenden Eingang größer als 5 V werden kann, sind die Eingänge besonders zu schützen. Dieser Schutz kann entweder aus 2 in Reihe liegenden, gegensinnig geschalteten Z-Dioden oder mit Hilfe zweier antiparallel geschalteter, schneller Siliziumdioden realisiert werden.
- Bei Brettschaltungsaufbauten mit dem *A 109* kann zum Schutz gegen unbeabsichtigtes Verpolen der Betriebsspannungen vor die Anschlüsse U_{S+} und U_{S-} je eine Diode geschaltet werden, die bei versehentlich falscher Polung sperrt und die Zerstörung des Schaltkreises verhindert.

Da besonders dem Anfänger der Umgang mit Operationsverstärkern noch relativ neu sein dürfte, zunächst einige Erläuterungen. In der Analogrechentechnik waren früher aus vielen Transistoren zusammengesetzte Spezialverstärker wichtige Bausteine zum Addieren, Subtrahieren, Differenzieren, Integrieren usw. Ähnlich wie in der Digitaltechnik brauchte man von ihnen viele gleichartige, möglichst kleine und bezüglich Energiebedarf «sparsame» Einheiten. Nachdem die Mikroelektronik diesen Wunsch erfüllt hatte, interessierten sich die Elektroniker anderer Fachrichtungen für diese kleinen «Käfer». Denn: Operationsverstärker sind Schaltungen mit einer recht hohen Verstärkung, die man durch geeignete äußere Beschaltung nicht nur «bändigen» kann, damit sie ordentlich arbeiten, sondern deren Größe sich vom Höchstwert an beliebig und noch dazu höchst einfach von außen durch eine Gegenkopplung über Widerstand einstellen läßt. Einziger Nachteil: Sie sind nicht besonders «schnell». Von einer sehr hohen Verstärkung bei tiefen Frequenzen geht es rasch «bergab», wenn man ihnen Signale mit mehr Schwingungen je Sekunde «anbietet». Dieser Abfall hängt von den Werten der zur Frequenzkompensation benutzten Bauelemente ab, und diese Kompensation wiederum verhindert Schwingneigung besonders bei höheren Frequenzen. Bild 5.12 zeigt als Beispiel den Vergleich der Kurven für die Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz bei einer vorgegebenen, für die ge-

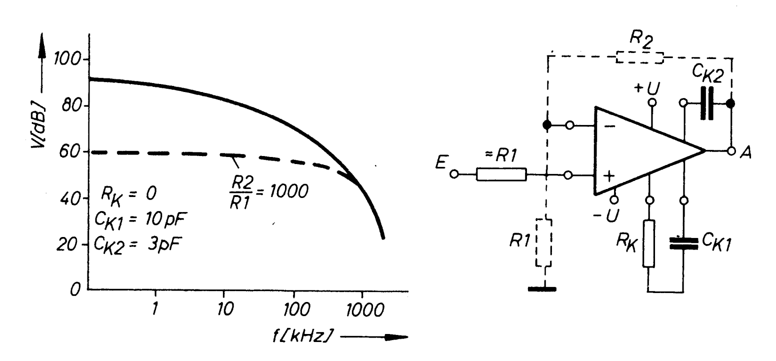


Bild 5.12 Frequenzabhängigkeit der Verstärkung eines *A 109D* mit und ohne Gegenkopplung

wählte Gegenkopplung günstigen Frequenzkompensation (R_K, C_{K1}, C_{K2}) ohne und mit Verstärkungseinstellung (über die Widerstände $R1$ und $R2$ zur Gegenkopplung, im Beispiel 1 000fache Verstärkung oder 60 dB, d. h. Dezibel, ein logarithmisches Maß für die Verstärkung). Der Hersteller gibt in Abhängigkeit von der gewünschten Spannungsverstärkung unterschiedliche Werte für die Kompensationsbauelemente an (s. Tabelle 5.1).

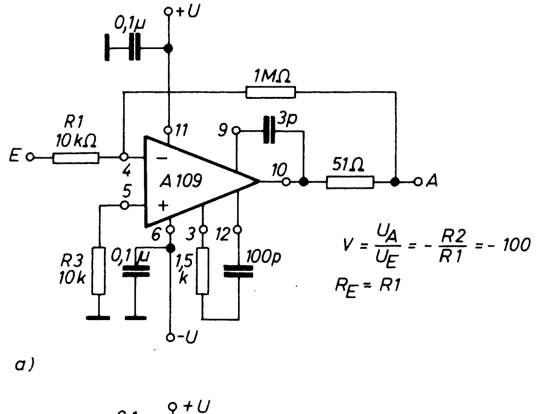
Die beiden Schaltungsarten «invertierender» (also umdrehender bezüglich Polarität von Eingangs- zu Ausgangssignal) und «nichtinvertierender» (also nicht umdrehender) Verstärker mit der jeweiligen Anordnung der verstärkungsbestimmenden Gegenkopplungswiderstände (Werte sind Beispiel!) gehen aus Bild 5.13 hervor. Die eingetragenen Angaben sagen unter anderem aus, daß der inver-

Tabelle 5.1 Frequenzkompensation in Abhängigkeit von Verstärkung und Widerstandsbeschaltung (Beispiel)

Verstärkung	entspricht	R_K	C_{K1}	C_{K2}	$R2$ für $R1$ = 10 kΩ
1 000	60 dB	0	10 pF		10 MΩ
316	50 dB		27 pF	3 pF	3,16 MΩ
100	40 dB		100 pF		1 MΩ
31,6	30 dB	1,5 kΩ	270 pF	10 pF	316 kΩ (330 kΩ)
10	20 dB		470 pF	20 pF	100 kΩ
3,16	10 dB		2 700 pF	100 pF	31,6 kΩ (33 kΩ)
1	0 dB		4 700 pF	200 pF	10 kΩ

tierende Verstärker einen relativ kleinen, der nichtinvertierende aber einen sehr großen Eingangswiderstand hat. Die Betriebsspannung des Operationsverstärkers wird (im allgemeinen) symmetrisch zugeführt, besteht also aus einer gleich großen positiven und negativen Spannung. Das Massezeichen kennzeichnet dabei die Mitte dieser Doppelspannungsquelle.

Der Eingang des OPV besteht aus den Basis-Emitter-Strecken von 2 zu einer Differenzstufe zusammengefaßten Transistoren, die emitterseitig von einer Konstantstromquelle gespeist werden. Das «Differenzverhalten» bedingt, daß schon sehr kleine Spannungsunterschiede zwischen beiden Eingängen verarbeitet werden und



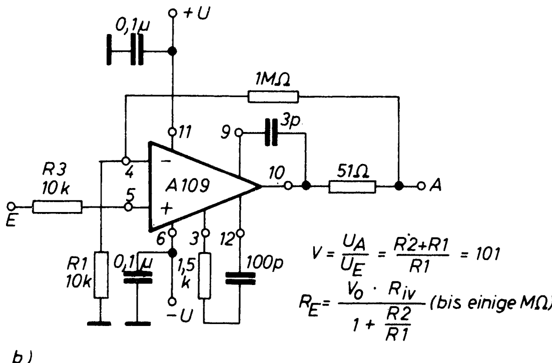


Bild 5.13 Grundschaltungen des *A 109D:*
a – invertierender, b – nichtinvertierender Verstärker (Werte sind Beispiel)

am Ausgang – verstärkt – als von Null verschiedene Spannung abgenommen werden können. Spannungen gleicher Polarität gegen Null (Masse) dagegen haben (nahezu) keine Wirkung, da sie von der Differenzstufe «subtrahiert» werden. Die hohe Empfindlichkeit und gewisse unvermeidbare Unsymmetrien bedingen aber trotz der günstigen Technologie (alles auf einem Kristallscheibchen, daher weitgehend gleiches Verhalten, auch bezüglich Temperatur) für den industriellen Einsatz einige Probleme, die aber bei Bedarf durch zusätzliche Bauelemente gelöst werden. Dazu muß die besonders bei hoher Verstärkung schon ohne Eingangssignal auftretende Ausgangsspannung wieder zu Null gegen Masse gemacht werden. So verhält sich nämlich der ideale OPV: Kein Eingangssignal zwischen den beiden Eingängen bedeutet keine Ausgangsspannung. Und noch etwas sehr Wichtiges: Betrachtet man z. B. den invertierenden Verstärker mit Gegenkopplung, so ist der invertierende Eingang (weil in ihn nahezu kein Strom fließt) praktisch eine Art Massepunkt (Spannung Null!) für Eingang und Ausgang. Die über $R1$ anliegende Eingangsspannung von z. B. 10 mV bewirkt damit eine über $R2$ liegende Ausgangsspannung von z. B. 1 000 mV, wenn $R2 = 100 \cdot R1$ ist.
Bei Betrieb ohne Gegenkopplung genügt schon wenig mehr als 1 mV Differenzspannung zwischen den Eingängen, daß der Ausgang bis nahezu zur positiven oder zur negativen Betriebsspannung

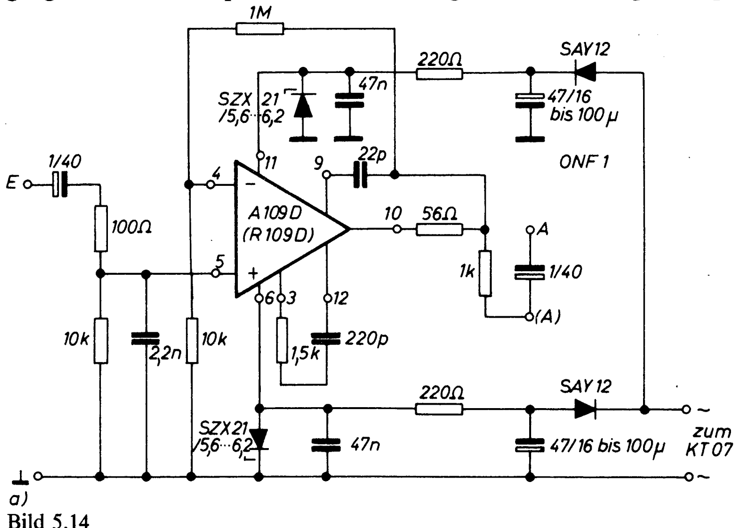
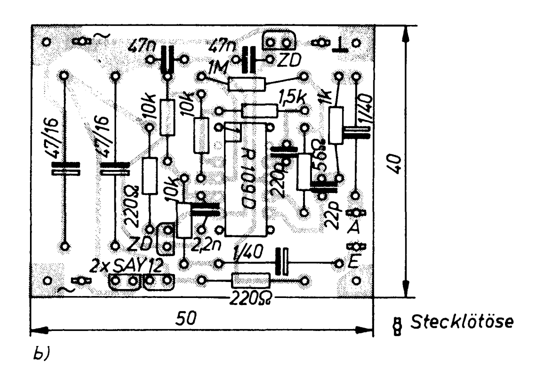


Bild 5.14



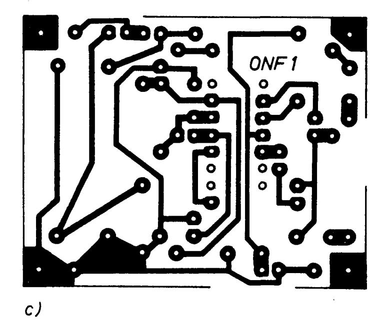


Bild 5.14 *A 109D* als NF-Verstärker (eingestellte Verstärkung: 100) mit eigener Stromversorgung zur Speisung aus Klingeltransformator:
a – Stromlaufplan, b – Bestückungsplan, c – Leiterbild

«fährt» – je nach Polarität der Eingangsspannung. Plus am nichtinvertierenden Eingang heißt auch Plus am Ausgang, ebenso Minus am invertierenden; Minus am nichtinvertierenden bzw. Plus am invertierenden Eingang gibt Minus am Ausgang.

Der *A 109* darf am Ausgang nicht kurzgeschlossen werden. Dagegen hilft auch der Vorwiderstand am Ausgang nicht – er soll nur Schwingneigung unterdrücken. Lastwiderstände zwischen 2 und 10 kΩ dagegen empfindet der OPV als normal. Er vermag bei entsprechender Betriebsspannung (man bleibe aber möglichst unter +15 und –15 V) also durchaus eine Leuchtdiode oder den Eingang eines Leistungstransistors zu steuern. Daraus ergeben sich viele Anwendungsmöglichkeiten in allen Bereichen der Elektronik und damit auch bei der Verstärkung der Niederfrequenz.

Durch die Möglichkeit, in weiten Grenzen beliebig wählbare Verstärkungswerte einzustellen, kann der *A 109* dabei vielen Aufgaben angepaßt werden. Bild 5.14a zeigt eine entsprechende Schaltung. Die zugehörige Leiterplatte nach Bild 5.14b wurde in die beiden «typofix»-Blätter zum Originalbauplan Nr. 42 aufgenommen und steht damit als ätzfeste Folie zur Verfügung. (Zum Originalbauplan Nr. 42 gehören die «typofix»-Blätter Nr. 2962 und 2963.)

6. Integrierte HF-Schaltkreise

Die in Abschnitt 3. bereits aufgezählten Typen werden selbstverständlich nur dort voll wirksam, wo sie in solchen Schaltungen eingesetzt werden, für die sie entwickelt wurden. Das ist jedoch nicht unbedingt das Gebiet des Anfängers. Niedrige Preise besonders der Basteltypen und die erzielbaren Vorteile auch außerhalb ihrer Hauptanwendungen legen es dennoch nahe, sich bereits recht frühzeitig mit ihnen zu beschäftigen.

6.1. AM-FM-ZF-Verstärker A 281 D

Das Haupteinsatzgebiet dieses relativ einfachen, dennoch aber recht vielseitigen Schaltkreises im Plastgehäuse sind batterie- und netzgespeiste Rundfunkempfänger. Seine Anschlußbelegung lautet:

1 Masse
2 Eingang
5 Regelspannungsrückführung
6 Masse
7 Emitter T3
8 Ausgang
3, 14 nicht belegt
4 Emitter T6
9, 10 nicht belegt
11 Betriebsspannung U_S
12 Basis T4
13 interne stabilisierte Spannung

Bild 6.1 zeigt entgegen der bisherigen Weise die Innenschaltung. Der Hersteller gibt folgende Anwendungshinweise:

– Die Leiterplatte ist so zu gestalten, daß maximale Masseflächen vorhanden sind.
– Der Eingangsstrompfad Generator – Anschluß 2 – Anschluß 4 – Masse sollte den Ausgangsstrompfad Anschluß 8 – Filter AM/FM – Masse – Anschluß 7 nicht berühren.
– Bei kapazitiver Ansteuerung am Anschluß 2 muß der Widerstand zwischen Anschluß 2 und 4 $\leqq$ 3,3 kΩ bleiben.
– Es ist vorteilhaft, die nichtbeschalteten Anschlüsse 3, 9, 10, 14 zu erden.
– Die Abblockkondensatoren an den Anschlüssen 4, 7, 11, 12 sind je nach Einsatzfrequenzbereich zu wählen und sollten möglichst aus Epsilan sein.

- Die Lage der Bauelemente auf der Leiterplatte ist nach den üblichen HF-technischen Gesichtspunkten (maximale Entkopplung von Ein- und Ausgangsbeschaltung der IS) zu wählen.
- Es ist günstig, die Betriebsspannung über einen Vorwiderstand an die IS zu legen, da so eine bessere Entkopplung zu anderen Baugruppen ermöglicht wird (Hinweis beim *A 220* beachten!)

Gemäß Anwendungsschaltung (also ein Beispiel für den Hauptanwendungszweck) nach Bild 6.2 kann ein *A 281* mit konzentrierter Eingangsselektion (im Beispiel mit nur je 1 Filter dargestellt) praktisch den gesamten ZF-Teil eines kombinierten AM-FM-Rundfunkempfängers realisieren. Die Mischstufen wurden nicht mit dargestellt.

Der *A 281* ist in seiner Amateurvariante *R 281* der billigste derzeit erhältliche Schaltkreis. Damit reizt er besonders zum Experimentieren. Dennoch sollte man aber seinen Randbedingungen Rechnung tragen und vorerst noch einmal Bild 6.1 betrachten. Die Eingänge 2 und 5 sind Basisanschlüsse von Transistoren. Anschluß 2 als Basis eines npn-Transistors mit Emitter an Masse verträgt also keinen hohen positiven Strom, daher nie direkt an die Betriebsspannung anschließen! 5 ist die Basis eines pnp-Transistors, dessen Kollektor an Masse und dessen Emitter an 4 liegt. Daher auch zwischen 4 und 5 keine Spannung ohne Vorwiderstand anlegen; an 5 darf darüber hinaus keine «harte» negative Spannung gegen Masse gelangen (z. B. von der Batterie), da dann die Basis-Kollektor-Strecke durchlässig wird. Auch 13 darf nicht direkt mit Plus verbunden werden. Gemäß Bild 6.2 wird er hauptsächlich als Zwischenfrequenz-

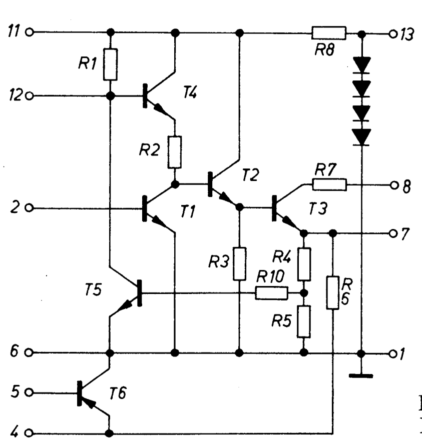


Bild 6.1
Innenschaltung des *A 281 D*

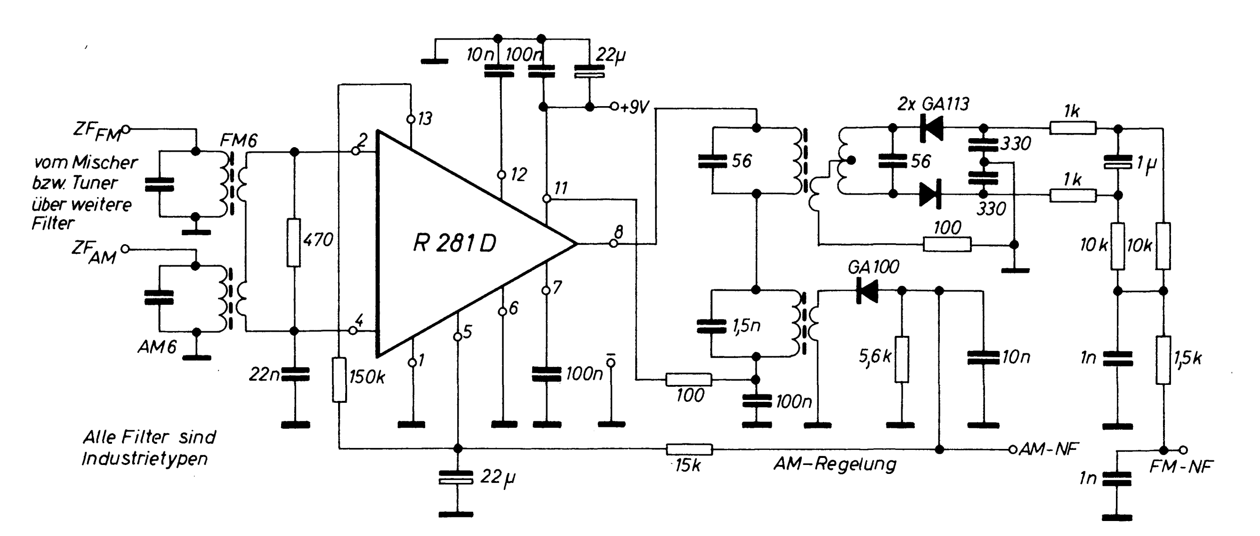


Bild 6.2 Anwendungsschaltung zum *A 281 D*

verstärker in Rundfunkempfängern für AM (dann meist mit 455 kHz) und FM (10,7 MHz) eingesetzt. Wenige Mikrovolt am Eingang, als ZF in der Mischstufe aus Sender- und Empfängeroszillatorfrequenz gewonnen, genügen. Am Ausgang (Anschluß 8) erhält man einige hundert Millivolt von dieser Frequenz, aus der im Demodulator die Niederfrequenzspannung des Senders gewonnen wird. Gleichzeitig entsteht dort eine negativ gerichtete Regelspannung, die dem Schaltkreis über Anschluß 5 zugeführt wird. Je größer die Amplitude des empfangenen Signals, um so geringer wird durch diese Regelung die Verstärkung des Schaltkreises. Damit ist einwandfreier Empfang in einem großen Eingangsspannungsbereich (also auch weitab vom Sender) gesichert. Über den Hauptzweck hinaus kann der *A 281* unter anderem für folgende Aufgaben benutzt werden: als Feldstärkeanzeiger bei UKW-Empfang, als NF-Pegelmesser mit logarithmischer Anzeige oder auch als ZF-Verstärker in Einseitenbandempfängern zusammen mit einem *A 220* (für Kurzwellenamateure von Interesse). In der Zeitschrift «radio-fernsehen-elektronik», Heft 19/1975, findet man dazu noch einige Anregungen.
Die guten HF-Eigenschaften des *A 281* – schließlich wurde er ja dafür entwickelt – legten den Versuch nahe, einen im Aufwand sparsamen und in der Bedienung einfachen Empfänger aufzubauen. Bild 6.3 zeigt die Schaltung in Verbindung mit einem *A 211* in der Endstufe. Für Kopfhörerbetrieb kann er, besonders in der Nähe stärkerer Sender, auch weggelassen werden. Der Kopfhörer ist dann an das Lautstärkepotentiometer anzuschließen. Ohne Endstufe erforderte das Mustergerät bei 6 V weniger als 5 mA und war noch bis 4 V betriebsfähig. Auf Grund des relativ kleinen Eingangswiderstands mußte der Schwingkreis sehr lose (im Muster mit nur einer einzigen Windung!) angekoppelt werden. Das bedeutet dann aber eine so niedrige Kreisbedämpfung, daß die Trennschärfe praktisch nur noch vom Schwingkreis allein und von seiner Anordnung (möglichst weit von dämpfenden Metallteilen!) abhängt. Darum lohnen sich HF-Litze (wenn man sie richtig verarbeiten kann) und ein verlustarmer Luftdrehkondensator bzw. – wie im Beispiel bei Abstimmen durch Verschieben des Maniferstabs in der Wicklung – ein Kunstfolie- oder Keramikkondensator. Ausgangsseitig kann eventuell statt der HF-Drossel ein Widerstand bis etwa 470 Ω benutzt werden. Dann verringert sich jedoch die Empfindlichkeit des Empfängers. Die Drossel wurde wegen der erforderlichen magnetischen Schirmung gegenüber dem Antennenstab in einem Schalenkern untergebracht. Beispiel dafür: Typ 14 × 8, A_L 160, 200 Wdg. 0,3 CuL. Es kommt weniger auf die Kerngröße und den Drahtdurch-

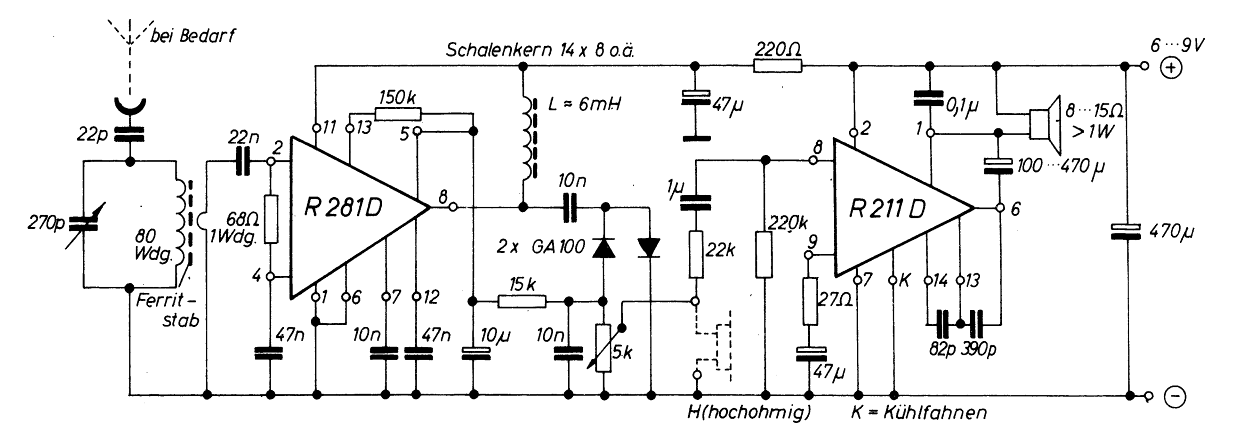


Bild 6.3 Einfacher Geradeausempfänger mit *A 281 D* und *A 211 D*

messer an als auf das so erreichte L von etwa 6 mH! Das Potentiometer ist notwendig, da der stärkste Ortssender in günstigen Lagen bereits mit beträchtlicher Lautstärke auftritt. Weitab von stärkeren Mittelwellenstationen empfiehlt sich eine z. B. über 22 pF lose an den gesamten Kreis angekoppelte Hilfsantenne. Bei L-Abstimmung durch Stabverschieben empfängt man in günstigen Lagen mit einer Kreiskapazität von zusätzlich 3 300 pF noch auf Langwelle «Stimme der DDR». Der als NF-Verstärker nachgeschaltete *A 211* ergibt Lautsprecherempfang mit einer erheblichen Verstärkungsreserve. Schon wegen der höheren möglichen Leistung ist ein größerer Lautsprecher zu empfehlen. Mit einem Klingeltransformatornetzteil zusammen erhält man so z. B. einen billigen «Nachttisch»-Empfänger.

6.2. FM-ZF-Verstärker und Demodulator A 220 D

Dieser Schaltkreis in 14poligem Plastgehäuse wird hauptsächlich als Ton-ZF-Verstärker in Fernsehempfängern und als FM-ZF-Verstärker in Rundfunkempfängern eingesetzt. Seine Anschlußbelegung:

1 Masse
2 Basis T2
3, 4 mit Masse verbinden
5 nicht beschalten
6, 10 ZF-Ausgang
7, 9 Anschluß des Phasenschieberkreises
8 NF-Ausgang
11 Betriebsspannung
12 mit Masse verbinden
13, 14 Anschlüsse des Eingangsnetzwerks

Der Hersteller gibt für diesen Schaltkreis folgende Anwendungshinweise:

- Die Leiterplatte für den *A 220* ist so zu gestalten, daß maximale Masseflächen vorhanden sind.
- Die Anschlüsse 6 und 10 nicht erden, da das Bauelement sonst zerstört wird! Diese Anschlüsse dürfen auch nicht kapazitiv belastet werden (Schwingneigung).
- Die Anschlüsse 2 und 13 auf der Leiterplatte müssen unmittelbar am Schaltkreis abgeblockt sein (Epsilan- bzw. Foliekondensatoren).
- Bei kapazitiver Einspeisung des Eingangssignals darf der Rückführwiderstand vom Anschluß 13 zum Anschluß 14 nicht größer als 1 kΩ sein.

– Der Ausgangswiderstand am Anschluß 8 von etwa 2,6 kΩ bildet mit dem 22-nF-Kondensator die Deemphasis von $\tau = 50\,\mu s$. (Deemphasis ist die Wiederabsenkung der im Sender aus Übertragungsgründen angehobenen Amplituden der höheren Tonfrequenzen.) Wird keine Deemphasis verwendet, so ist ein der Betriebsfrequenz entsprechender HF-Siebkondensator vorzusehen. Er muß so geerdet sein, daß keine HF-Ausgangsströme zum Schaltkreiseingang gelangen.
– Es ist zweckmäßig, den Schaltkreis über ein *RC*-Siebglied mit der Betriebsspannung zu versorgen, um eine Entkopplung zu anderen Baugruppen zu erzielen. Die maximale Größe des Widerstands richtet sich nach der Höhe der Betriebsspannung und dem durch den Betriebsstrom über *R* entstehenden Spannungsverlust.

Bild 6.4 zeigt eine «Mindestbeschaltung» für den *A 220* und gibt gleichzeitig dem fortgeschrittenen Amateur Anregungen zum Umrüsten der Ton-ZF älterer Fernsehgeräte.

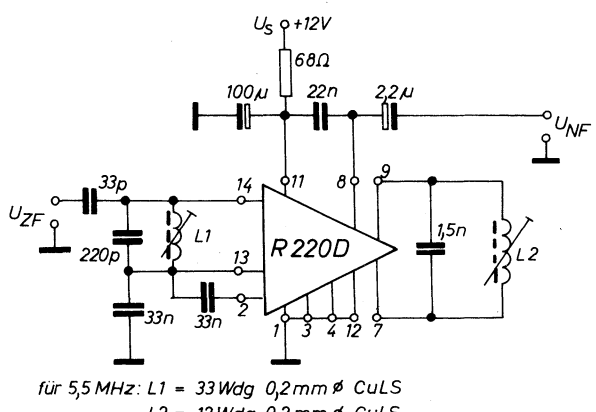


Bild 6.4 «Mindestbeschaltung» zum *A 220 D* (Beispiel: Ton-ZF-Stufe)

6.3. FM-ZF-Verstärker und Demodulator A 223 D

Als Weiterentwicklung des *A 220* enthält der *A 223* einen auch in seinem Eingang zugänglichen und in seiner Verstärkung einstellbaren NF-Verstärker sowie eine Referenzspannungsquelle von etwa 4,8 V. Seine Anschlußbelegung:

1 Masse
2 Basis T2
3 NF-Eingang
4 Referenzspannungsausgang
5 Anschluß zur Lautstärkeregelung
6, 10 ZF-Ausgänge
7, 9 Anschluß des Phasenschieberkreises
8 Ausgang für regelbare NF-Ausgangsspannung
11 Betriebsspannung + U_S
12 Ausgang für konstante NF-Ausgangsspannung
13, 14 ZF-Eingang

6.4. AM-Empfängerschaltkreis A 244 D

Hauptanwendung dieses interessanten Schaltkreises im 16poligen Plastgehäuse sind AM-Empfänger bis 30 MHz. Der Schaltkreis enthält neben Vor-, Misch- und Oszillatorstufe einen 4stufigen ZF-Verstärker und 2 voneinander unabhängige Regelkreise. Der *A 244* hat folgende Anschlußbelegung:

1, 2 Eingangskreis
3 Eingang HF-Regelung
4, 5, 6 Oszillatorkreis
7 ZF-Ausgang
8 Masse
9 Eingang ZF-Regelung
10 Ausgang Indikator
11, 12 ZF-Eingänge
13 Anschluß C
14 Betriebsspannung
15, 16 Mischerausgänge

Bild 6.5 zeigt die Innenschaltung in Übersichtsdarstellung einschließlich der prinzipiellen externen Beschaltung, also praktisch bereits einen kompletten AM-Empfänger, aber noch ohne NF-Verstärker. Im Herstellerkatalog heißt es dazu: Der Schaltkreis enthält neben Vor-, Misch- und Oszillatorstufe einen 4stufigen ZF-Verstärker und 2 unabhängige Regelkreise. Neben der Regelung von 3 Stufen des ZF-Verstärkers wird die Vorstufe geregelt, wodurch eine sehr gute Großsignalfestigkeit erreicht wird.
Durch eine interne Spannungsstabilisierung ist es möglich, die AM-Empfängerschaltung mit Betriebsspannungen von 4,5 bis 15 V zu betreiben.

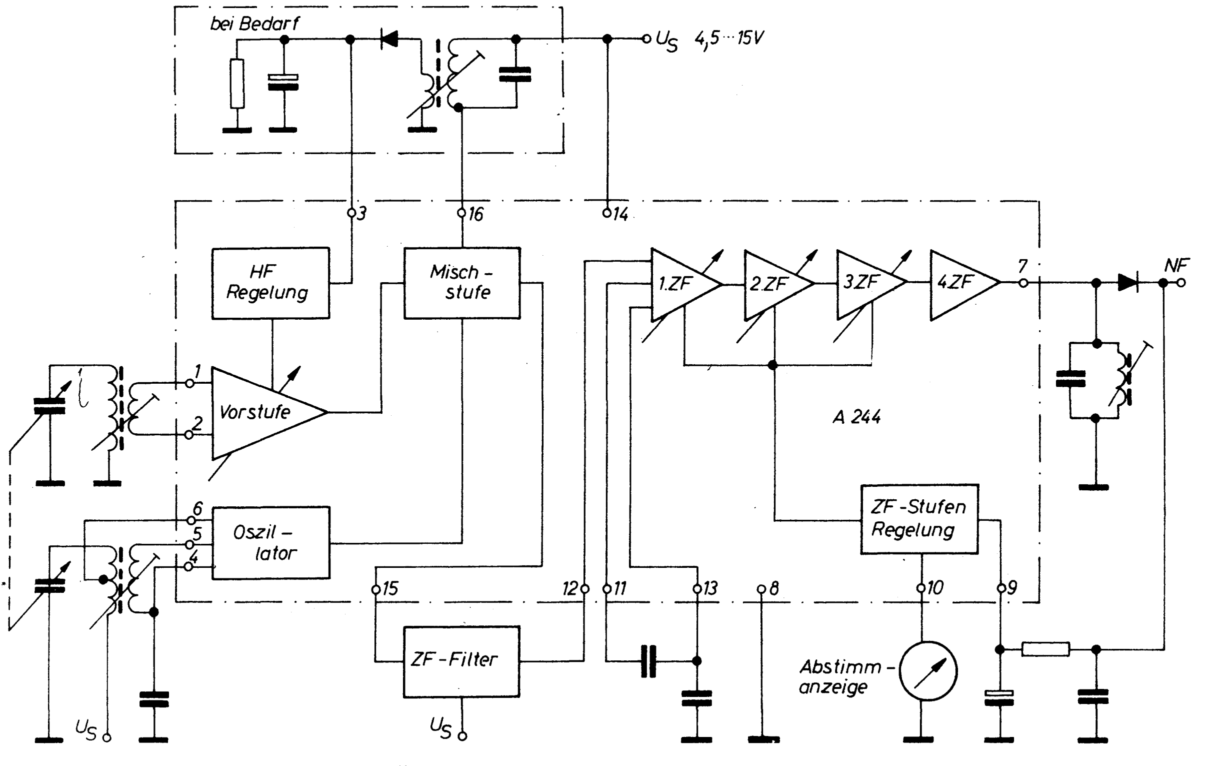


Bild 6.5 Innenschaltung des *A 244 D* in Übersichtsdarstellung einschließlich prinzipieller Außenbeschaltung

Der Mischer arbeitet multiplikativ. Dadurch entstehen sehr wenig Oberwellenmischprodukte und Pfeifstellen. Der vom Mischer getrennte Oszillator ist für den KW-Bereich geeignet. Der symmetrische Aufbau des *A 244* erlaubt eine hohe Stabilität und einen Regelumfang von etwa 100 dB.

Anwendungshinweise des Herstellers:

– Die Leiterplatte ist so zu gestalten, daß maximale Masseflächen vorhanden sind.
– Die Betriebsspannungszuführung muß zur Verhinderung von Störungen mit einem Kondensator von 10 bis 100 nF gegen Masse möglichst dicht am Schaltkreis abgeblockt werden.
– Der Oszillatorkreis ist so zu dimensionieren, daß am Anschluß 5 eine Oszillatorspannung U_{eff} von etwa 150 mV liegt.
– Es ist vorteilhaft, eine erdfreie Ansteuerung an den Anschlüssen 1 und 2 vorzusehen, da so Gleichtaktstörungen besser unterdrückt werden.
– Eine einseitige kapazitive Ansteuerung am Anschluß 1 oder 2 ist möglich, den nichtbenutzten Eingang muß man dabei kapazitiv erden.
– Die Mischerausgänge 15, 16 können gleichberechtigt verwendet werden.
– Der Mischerlastwiderstand (ZF-Selektion) am Anschluß 15 bzw. 16 soll bei etwa 7 kΩ liegen.
– Der ZF-Spannungsübertragungsfaktor von Anschluß 15 bzw. 16 zum Anschluß 12 soll etwa −18 dB betragen.
– Alle HF-Abblockkondensatoren sollen den Wert 100 nF haben.
– Bei Betrieb mit Ferritantenne ist auf eine ausreichende Entkopplung von Ferritstab und Oszillatorspulen zu achten.
– Es ist vorteilhaft, die gesamte Schaltung durch eine Blechhaube abzuschirmen.

Zum «Eingewöhnen» im Umgang mit dem *A 244 D* wird zunächst ein Experiment vorgeschlagen, das zu einem schon recht brauchbaren kleinen Empfänger führt, der ohne viel Abgleich «spielt». Während ein Super mit dem *A 244 D* mindestens 4 Schwingkreise hat (Eingangskreis, Oszillator, ZF-Kreis zwischen Oszillator und ZF-Verstärker, ZF-Gleichrichterkreis am Schaltkreisausgang), arbeitet die Schaltung nach Bild 6.6 mit einem einzigen, dem Eingangskreis. Ausgangsseitig wurde zur Verbesserung der Ergebnisse allerdings eine kleine, aus Gründen der Sicherheit gegen Selbsterregung in einem Schalenkern untergebrachte Drossel vorgesehen. Sie ist aber ebenfalls – wie der eingangsseitige Ferritstab – leicht zu wickeln.

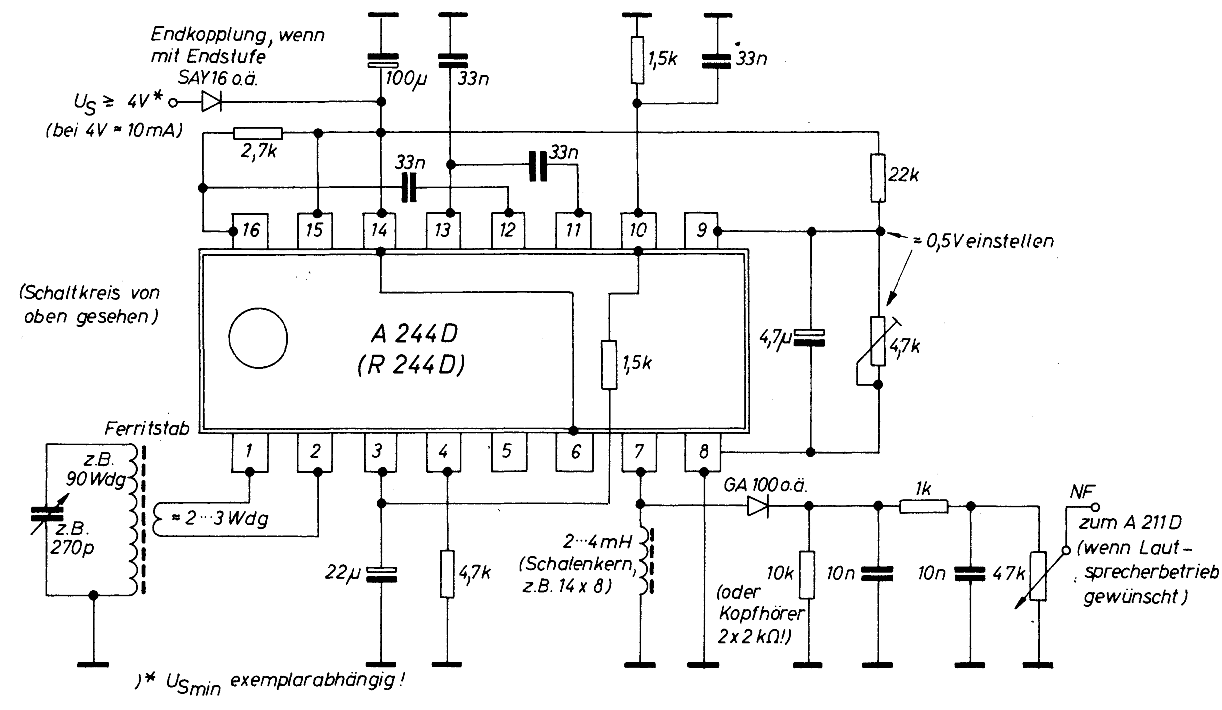


Bild 6.6 *A 244 D* als Geradeausempfänger

Die äußeren Bauelemente am Schaltkreis sind zum Festlegen bestimmter Arbeitspunkte und zur wechselspannungsmäßigen Entkopplung des Schaltkreises notwendig. Eine Regelung der Verstärkung sowohl der HF-Vorstufe als auch des ZF-Verstärkers wurde nicht vorgesehen; es erwies sich in dieser Anwendung als günstiger, auf sie zu verzichten. Am Potentiometer zwischen 9 und Masse werden etwa 0,5 V eingestellt. Statt Messen genügt notfalls auch ein Einstellen auf günstigste Betriebseigenschaften. Der Oszillator erhält durch den Widerstand an Anschluß 4 eine feste Bezugsspannung. Die Mischstufe verstärkt somit nur das vom Ferritstab über eine sehr lose Ankopplung am Kreis (bei Mittelwelle mit etwa 90 Wdg. Kreiswicklung, abhängig von Stabgröße, Stabmaterial und der Kapazität des Drehkondensators, nur etwa 3 Wdg.!) symmetrisch eingespeiste HF-Signal. Dadurch arbeitet auch der ZF-Verstärker über den vollen Eingangsfrequenzbereich hinweg, bei Mittelwelle also zwischen 525 und 1625 kHz. Statt eines ZF-Filters wurde mit 2,7 kΩ und 33 nF eine reine *RC*-Kopplung vorgesehen (16 auf 12). Am Ausgang liegt die bereits erwähnte Drossel von etwa 2 bis 4 mH, realisiert auf einem Schalenkern. Es genügt die Größe 14 × 8 (Durchmesser mal Höhe). *w* ergibt sich aus der Wurzel aus L/A_L, worin A_L der aufgedruckte Kernbeiwert ist: 250 z. B. heißt $250 \cdot 10^{-9}$ H. Bei diesem Wert wickelt man, je nachdem, was die vorhandene Drahtdicke erlaubt, zwischen 90 und 130 Wdg. auf den Spulenkörper. Zwischen Schaltkreis und Spule sind lange Leitungen zu vermeiden, bei auftretenden Pfeifstörungen ist die Spulenlage hinsichtlich des Ferritstabs zu verändern. Beide sollen nicht dicht nebeneinanderliegen. Das ist eigentlich das einzige Problem, was bei dieser Schaltung auftreten kann. Bei Betrieb mit NF-Verstärker ist ebenfalls dafür zu sorgen, daß keine HF-«Reste» durchkommen und zu Rückkoppelerscheinungen führen können. Das verhindern die Kondensatoren nach Masse zusammen mit dem 1-kΩ-Widerstand in der NF-Leitung zum Potentiometer.

Für den Anschluß eines NF-Verstärkers kann eine der weiter vorn gezeigten Schaltungen mit dem *A 211 D* benutzt werden. Man kann den Ortssender aber auch gut mit Kopfhörer empfangen. Ein solches Gerät braucht nicht mehr Fläche zu beanspruchen als eine den Schaltkreis als «Mindestspannungsquelle» speisende Flachbatterie. Sie reicht für bescheidene Ansprüche an die Ausgangsleistung auch noch in Verbindung mit einem Kleinlautsprecher und einem *A 211 D*.

Rechnet man dieses Gerät als reine Zwischenstufe zum Super, so lohnt es nicht, allzuviel Arbeit in eine Leiterplatte zu stecken, auf

der (bei Bedarf) auch gleich der NF-Verstärker mit untergebracht wird. Das Muster wurde daher nicht allzu eng auf einer Punktraster-Universalleiterplatte aufgebaut. Sein Flächenbedarf ohne NF-Teil (also für Kopfhörer) lag in der Größenordnung einer Flachbatterie. Als NF-Verstärker wurde eine Baugruppe benutzt, die durch vorhandene «typofix-electronic-special»-Folie zu Originalbauplan Nr. 39 leicht hergestellt werden kann (mit Leiterbildänderung im Sinne von Originalbauplan Nr. 42 für gute Tiefenwiedergabe). Es wurden statt der 100-µF-Kondensatoren die modernen Bauformen von 470/10 bzw. 470/16 eingesetzt. Der Vorverstärker dieser Leiterplatte ist für den beschriebenen Einsatz überflüssig und braucht nicht mit bestückt zu werden. Eingangspunkt ist damit das an die Anschlüsse M und S zu legende Potentiometer, dessen freier Anschluß mit dem Ausgang des Empfängerbausteins verbunden wird.

Mittelwellen-AM-Empfänger mit A 244 D

Der Mittelwellenempfänger entsprechend Bild 6.7 (nach Herstellerangaben) ist ein Kleinempfänger mit den Schaltkreisen *A 244 D* und *A 211 D*. Selektiert wird mit einem *LC*-Kreis und einem Piezofilter. Die Empfindlichkeit ist stark von der effektiven Antennenhöhe des Ferritstabs abhängig. Als Drehkondensator wurde ein mit Kunstfolie isolierter Miniaturtyp verwendet. Dazu gelten die in Bild 6.7 eingetragenen Wickeldaten. Die genauen Werte der Ferritstabwicklung richten sich nach dem benutzten Stab. Der Flachstab etwa aus dem früheren *Mikki* benötigt mehr Windungen als der des *Sternchen* (8 × 100). Man beachte die Hinweise in den einleitenden Abschnitten dieser Broschüre!

Für die ZF-Kreise wurden die noch bisweilen im Handel erhältlichen Kleinfilter *AM 6* und *AM 1* verwendet. Zusammen mit einem Keramikfilter *SPF 455 A6* («blau», Anschlußbelegung: 1 unter Kennmarke, 3 diagonal dazu, auf der anderen Diagonale liegen 2 und 4) ergibt sich ausreichende Selektion. Für den Oszillatorkreis enthält der Stromlaufplan Angaben, die sich auf die ebenfalls im Handel erhältlichen größeren «Standardfilter» mit Einzelfuß beziehen (Kerngewindefarbe orange). Sie haben 2 Kammern und eine Wickellänge von 7,5 mm; alle Wicklungen werden symmetrisch auf beide Kammern verteilt. Auf diesen Spulenkörpern lassen sich auch ZF-Filter selbst wickeln. Der Hersteller gibt zu seiner im wesentlichen nur wenig von der Schaltung nach Bild 6.7 abweichenden Meßschaltung folgende Daten an:

ZF-Auskopplung – Filter 2:

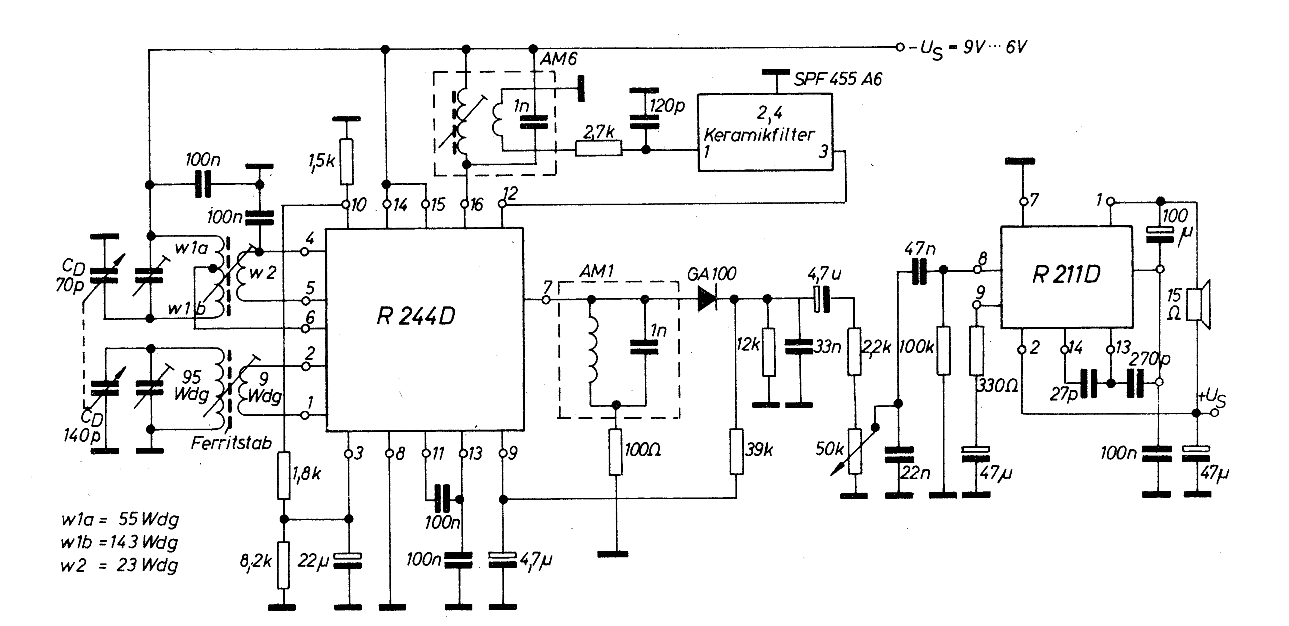
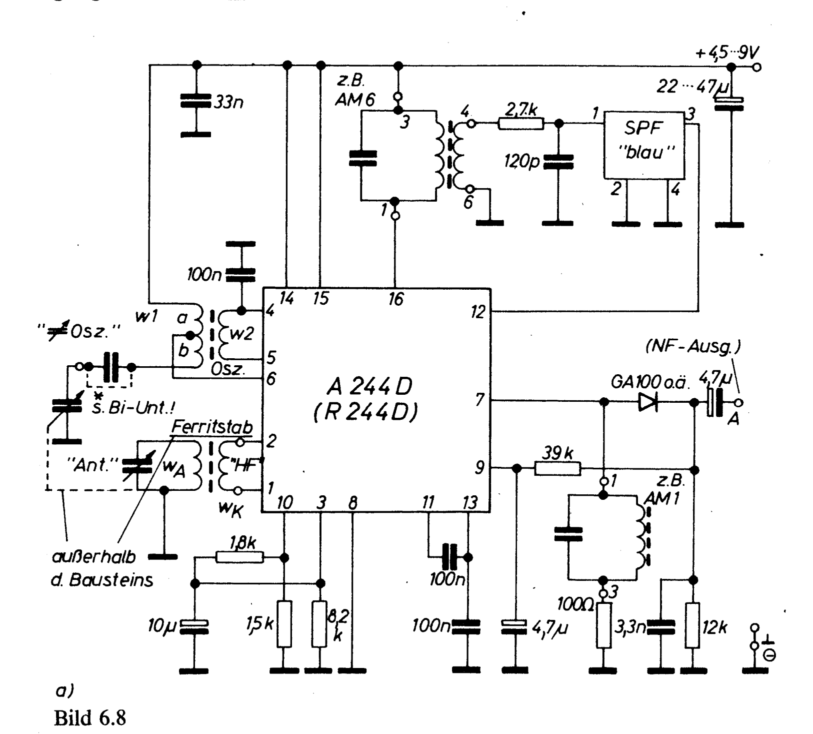


Bild 6.7 Mittelwellenempfänger mit *A 244 D* nach Herstellerempfehlungen

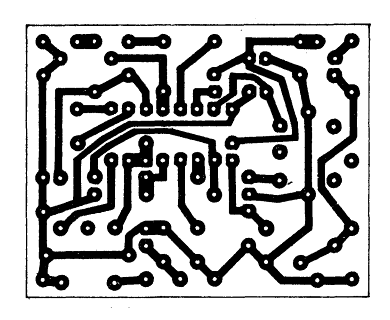
(liegt an 15, in der Anwendungsschaltung gleichberechtigt an 16)
f_{ZF} = 455 kHz, Kern rot, Ferrithülse
$w1$ = 65 Wdg. 0,15 CuLS (Kreiswicklung)
$w2$ = 8 Wdg. 0,25 CuLS (Koppelwicklung – sie wurde unmittelbar, ohne Piezofilter, über 10 nF an 12 gelegt)
ZF-Demodulatorkreis – Filter 3:
(liegt an 7)
f_{ZF} = 455 kHz, Kern rot, Ferrithülse
w = 65 Wdg. 0,15 CuLS
Regelspannungsauskopplung für Eigenregelung der Vorstufe – Filter 4 (in der Anwendungsschaltung nicht benutzt, liegt in der Meßschaltung mit *AM 1* und 6 : 1 nF)
f_{ZF} = 455 kHz, Kern rot, Ferrithülse
$w1$ = 65 Wdg. 0,15 CuLS (Kreiswicklung)
$w2$ = 32 Wdg. 0,15 CuLS (Koppelwicklung)
Die Kreiskapazitäten dieser Filter sind 1,5 nF (in der Anwendungsschaltung mit *AM 1* und 6:1 nF)
Dynamische Daten der Filter (ohne Prüfling)
Filter 2: Mit R_{p2} wird ein Leerlaufresonanzwiderstand R_{p0} von 7 kΩ eingestellt. $w2$ wird so angekoppelt, daß bei Belastung von $w2$ mit 3 kΩ ein Übersetzungsverhältnis von Anschluß 15 zu Anschluß 12 von −18 dB erreicht wird. (Das ist ein Spannungsverhältnis von 8 : 1.)
Filter 3: Mit R_{p3} wird ein Leerlaufresonanzwiderstand R_{p0} von 10 kΩ eingestellt (Punkt A aufgetrennt).
Für den Aufbau von AM-Empfängern beliebiger Frequenzbereiche innerhalb von 100 kHz bis 30 MHz und im Zusammenspiel mit NF-Verstärkerbausteinen etwa der in dieser Broschüre beschriebenen Art entstand schließlich ein Empfängerbaustein, an den vorn die Auskoppelwicklung des Antennenstabs bzw. -kreises und der Oszillatorteil des Drehkondensators anzuschließen ist, während ausgangsseitig die Niederfrequenzspannung gleichspannungsfrei gegen Masse entnommen werden kann. Der Baustein ist ab etwa 4,5 V betriebsfähig. Für die ZF-Filter wurde in Anlehnung an den vom Hersteller empfohlenen Stromlaufplan nach Bild 6.7 eine Kombination von Spulen- und Piezofilter benutzt, die beim Abgleich vorteilhaft ist, wie sich noch zeigen wird.
Die Spulenfilter sind übliche Typen aus dem Ersatzteilsortiment des Kombinats *Stern-Radio* (*AM 1* und *AM 6* bzw. Nachfolgetypen), doch erlaubt die von ihnen beanspruchte Fläche, auch andere Filtertypen unterzubringen, z. B. die im Text erwähnten nach Herstellerempfehlungen. Dabei beachte man, daß *AM 1* und *AM 6* nicht

im üblichen 2,5-mm-Raster liegen, sondern 4 bzw. 8 mm Anschlußabstand haben. Auch die Filterhaubenanschlüsse sind zu berücksichtigen. Bei Einsatz anderer Filter ist bei der Plattenherstellung am besten schon im «typofix»- oder Zeichen-Decklackentwurf auf deren geringfügig andere Abstände Rücksicht zu nehmen. Bild 6.8 zeigt das Leiterbild im bewährten (hier recht vollen!) Format 40 mm × 50 mm, die Bestückung ergibt sich aus Bild 6.8. Die Oszillatorspule ist im Muster ein Eigenbau. Sie wurde aus einer *TBT 800*-Spule «6» gewonnen (5 Anschlüsse im Raster); wegen des gegenüber dem Standardfilterkern abweichenden Kernbeiwerts (gelbes Kerngewinde) mußte in die oberen beiden der 3 Kammern (untere frei lassen) symmetrisch verteilt 0,15-CuL-Draht mit folgenden Windungszahlen gewickelt werden: Plus–6: 85 Wdg. («1a»), 6 – Drehkondensator 32 Wdg. («1b»), 5–4: 15 Wdg. (0,25 CuL). (Der Drehkondensator hatte 215 pF für Oszillator und 285 pf für Eingangskreis als C_{max}.)



a)

Bild 6.8



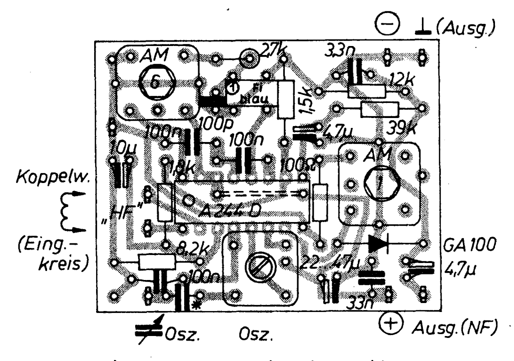


Bild 6.8 a – Stromlaufplan, b – Leiterbild und c – Bestückungsplan des Mittelwellensuperbausteins mit *A 244 D*. Der Kondensator am Oszillatoreingang ist nur bei Drehkondensatoren mit gleichen Teilkapazitäten einzusetzen (Wert je nach Drehkondensator); bei speziellen Mittelwellen-Drehkondensatoren Brücke einlöten!

Bei Irrtümern in der Anschlußfolge (wickelsinnabhängig) sind nur die Anschlüsse der Koppelwicklung (15 Wdg.) miteinander zu vertauschen. Man berücksichtigt das am besten schon bei der Spulenherstellung durch 2 um die Anschlußbeine gelegte 0,6-mm-Schaltdrahtstückchen, die dann auch bei eingebauter Spule als Anschlußpunkte noch zugänglich sind.
Wird ein Standardfilter mit nur 4 Anschlußstiften eingesetzt, so ist sinngemäß zu verfahren, d. h., man steckt ein dann unter dem Spulenkörper herausragendes Schaltdrahtstück in das nach Plus führende Lötauge. Achtung – die Oszillatorspule erhält keine Schirmhaube!

Natürlich können auch die ZF-Filter selbst gewickelt werden (siehe z. B. Herstellerangaben in dieser Broschüre). Unbekannte Kerne bestimmt man nach der weiter vorn beschriebenen Methode.
Im übrigen hängen die Windungszahlen der Kreiswicklungen (also der zum Drehkondensator führenden) von Oszillator und Eingangskreis nach *Thomson* von den Kapazitätswerten des benutzten Drehkondensators ab. Da einige unterschiedliche Typen im Angebot sind, können keine detaillierten Angaben dazu gemacht werden. Bei der Inbetriebnahme wird zunächst ermittelt, ob der Baustein eine normale Stromaufnahme zeigt. Es muß in der Größenordnung von 8 mA gemessen werden, wenn man mit einer (möglichst frischen) 4,5-V-Flachbatterie als Spannungsquelle arbeitet. Nun ist der Oszillator zu testen. Bei angeschlossenem Drehkondensator muß sich beim Durchdrehen ein Punkt finden lassen, bei dem (wenn Mittelwelle empfangen werden soll) ein auf etwa 1,2 MHz eingestellter beliebiger Mittelwellenempfänger einen Pfeifton wiedergibt. Zu diesem Zweck ist, wenn das ein Taschenempfänger ist, dieser mit seiner Ferritantenne nahe und achsenparallel an die Oszillatorspule zu halten. Bei einem Empfänger mit Antennenbuchse wird eine kurze Leitung in diese Buchse eingeführt und ebenfalls in die Nähe der Oszillatorspule gelegt. Der Oszillator soll 455 kHz über der Eingangsfrequenz schwingen, bei Mittelwelle also zwischen etwa 980 und 2080 kHz. 1,2 MHz liegen damit – vom Drehkondensator her gesehen – relativ weit «unten» (nahezu eingedrehte Plattenpakete). Das untere Bereichsende läßt sich daher recht gut am Vergleichsgerät finden. Bei Bedarf sind, wenn der Kern schon Rechtsanschlag hat, noch einige Windungen aufzubringen, andernfalls nimmt man einige ab. So läßt sich auch die Oszillatorspule einem unbekannten Drehkondensator mit relativ geringem Aufwand anpassen.
Die genaue Eingangskreiswindungszahl ist dabei ebenfalls zunächst unkritisch – man beginnt beim Stab 8 × 100 am besten mit 80 bis 90 Wdg., 1lagig und auf Papprohr verschiebbar (mit Alleskleber gesicherte Wicklung, z. B. Volldraht 0,4 mm).
An den Baustein wird nun ein NF-Verstärker oder auch nur ein hochohmiger Kopfhörer angeschlossen. Bei nicht allzu stark verstimmten ZF-Kreisen, funktionierender Oszillatorspule (wovon man sich mit dem beschriebenen Test ja bereits überzeugt hat) und einwandfreier Gesamtbestückung wird man nun beim Abstimmen in vielen Fällen bereits den Ortssender empfangen. In dieser Lage genügt es, die beiden ZF-Filter auf maximale Wiedergabelautstärke abzugleichen, da die exakte ZF vom Piezofilter vorgegeben

ist. Anschließend wird die Ferritstab- oder Eingangskreiswicklung mit Hilfe eines am unteren Bereichsende liegenden Senders optimiert (Verschieben auf dem Stab, Ab- oder Zuwickeln einiger Windungen). Unter der heute bei reinen Mittelwellengeräten meist gegebenen Voraussetzung eines speziellen Drehkondensators mit «frequenzgangoptimierten» Kapazitätswerten (also für die in der Frequenz höher liegende Oszillatorspule kleinere Endkapazität) entfällt der früher gefürchtete mehrfache 3-Punkt-Abgleich. Man sucht vielmehr einen Sender am oberen Bereichsende und «optimiert» an den am Drehkondensator meist angebauten Trimmkondensatoren ebenfalls die Wiedergabelautstärke. Abschließend wird unten eventuell nochmals geringfügig an der Eingangsspule korrigiert. (Es ist ein sinnvoller Kompromiß bezüglich der Abweichungen zwischen den Kapazitätsverläufen der beiden Plattenpakete anzustreben; es wird also nie für jeden Sender ein Maximum an Übereinstimmung geben!)
Sollte die erste Inbetriebnahme trotz schwingenden Oszillatorteils keinen empfangswürdigen Sender liefern, legt man den Oszillator zunächst durch etwa 22 bis 47 nF parallel zum Oszillatorkreis «tot»

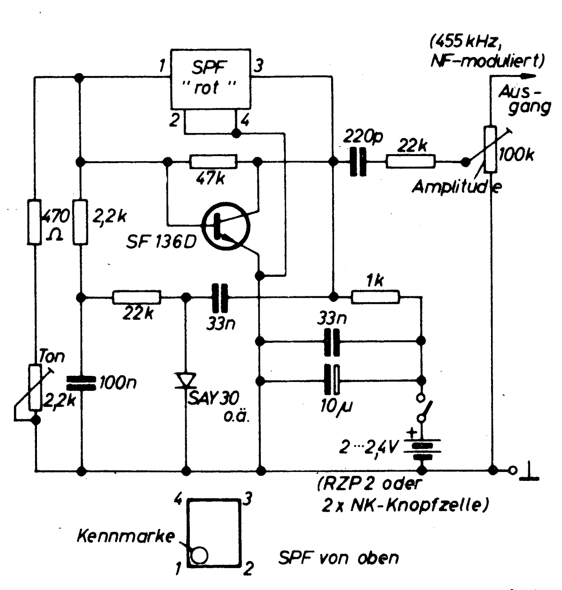


Bild 6.9 ZF-Prüfgenerator mit Piezofilter, tonmoduliert, als Abgleichhilfe

und führt Anschluß 4 des Schaltkreises über etwa 2,7 kΩ die positive Betriebsspannung zu. Der *A 244* arbeitet nun – wie beim ersten Experiment – als «Geradeausempfänger». Als nächstes braucht man einen Prüfgenerator. Wer keinen *TB 2* oder *TBT 800* (vergleiche z. B. «Bauplan-Bastel-Buch») hat, verwendet vorteilhaft einen 455-kHz-Piezogenerator mit Tonmodulation. Dazu braucht man, wie Bild 6.9 zeigt, nicht viel. Als Baugrundlage genügt z. B. ein Stück Punktrasterplatte, als Spannungsquelle ein *RZP 2*-Akkumulator oder 2 Nickel-Cadmium-Knopfzellen. Abgeglichen wird am Basispotentiometer so, daß in einem hochohmigen Kopfhörer ein «runder» (angenehmer) Pfeifton zu hören ist. Das Ausgangspotentiometer wird zunächst auf Maximum gestellt. Masse Generator verbindet man mit Masse Baustein und speist zunächst am letzten AM-Filter ein. Im Kopfhörer oder im NF-Verstärker muß nun die niederfrequente «Unterbrecher»-Frequenz des 455-kHz-Testgenerators zu hören sein. Man gleicht den Filterkern auf Tonmaximum ab und nimmt dabei auch die Generatoramplitude entsprechend zurück. Dann wird das Piezofilter im Baustein eingangsseitig (also Ausgang des ersten Spulenfilters) auf «Durchlaß» getestet. Anschließend erhält der Eingang des ersten Filters (Ausgang Schaltkreis) das Signal, und auch dieses Filter wird auf Maximum gestellt. Schließlich speist man noch in einen der beiden symmetrischen HF-Eingänge ein (Koppelwicklung vom Eingangskreis ablöten) und testet damit die Schaltkreisfunktion. Außerdem können nochmals beide Filter zur Kontrolle «nachgezogen» werden. Nach Entfernen der beiden Hilfsbauelemente (*R* und *C*) im Oszillatorteil und Anlöten der Eingangskoppelwicklung muß nun der Baustein empfangen. Der weitere Abgleich läuft so ab, wie bereits beschrieben.

7. Ätzfeste Leiterbilder auf «typofix-electronic-special»-Folie

Die in dieser Broschüre benutzten Leiterplatten können mit Hilfe der folgenden, handelsüblichen «typofix»-Blätter rationell hergestellt werden:
Originalbauplan Nr. 39 (Wechselsprechanlage) Blatt 2558 (mit Korrektur auf Blatt 2963),
Originalbauplan Nr. 41 (Elektronik-ABC) Blatt 2849 und Blatt 2850,
Originalbauplan Nr. 42 (Analoge Bastelschaltkreise) Blatt 2962 und Blatt 2963.

Literatur

[1] *K. Schlenzig, R. Oettel:* Das Große Bauplan-Bastel-Buch; Militärverlag der DDR, 2. Auflage, Berlin 1978
[2] *D. Lechner:* Kurzwellenempfänger; Militärverlag der DDR, Berlin 1975
[3] *K. Schlenzig:* Elektronik-ABC mit Leiterplatten; Originalbauplan Nr. 41, Militärverlag der DDR, Berlin 1979
[4] *K. Schlenzig:* Transistor-Empfänger «Start 1 bis 3»; Originalbauplan Nr. 1, Deutscher Militärverlag, Berlin 1965
[5] *K. Schlenzig:* «Start 78» – neue Schaltung zu altem Prinzip. FUNK-AMATEUR 28 (1979) H. 4, S. 198 und 199; H. 5, S. 250 und 251
[6] *K. Schlenzig, D. Jung:* Analoge Bastelschaltkreise – mit 9 Leiterplatten; Originalbauplan Nr. 42, Militärverlag der DDR, Berlin 1980
[7] *W. Stammler, K. Schlenzig:* Schaltungssammlung für den Amateur, 2. Lieferung, 1. Auflage, Militärverlag der DDR, Berlin 1979

Außerdem sei auf das inzwischen in 5. Auflage erschienene große Radiobastelbuch von Karl-Heinz Schubert hingewiesen, das man sich auch in öffentlichen Büchereien ausleihen kann.

Wichtiger Hinweis!

Während der typografischen Bearbeitung dieser Broschüre wurden leider die vom Autor im Maßstab 1 : 1 vorgegebenen Leiterbilder und Bestückungspläne überwiegend in ganz unterschiedliche Größen umgewandelt. Eine nachträgliche Korrektur scheiterte am Terminablauf. Beim Nachbau ist daher folgendes zu beachten:

1. In richtiger Größe stehen nur Bild 2.19 und Bild 5.10.
2. Die Bilder 2.9 und 2.22 enthalten die nötigen Maßangaben.
3. Die Bilder 2.1, 2.2, 2.4, 2.5, 5.6, 5.14 und 6.8 sind real 40 × 50 mm groß, müssen also um den Faktor 1,111 vergrößert werden.
4. Die Lötpunkte liegen (außer bei den Filtern AM 1 und AM 6) bekanntlich im Rasternetz von 2,5 mm Maschenweite. Daher ist Übertragen auf Millimeterpapier mit anschließendem Ankörnen leicht möglich.
5. Für folgende Leiterbilder sind ätzfeste Typofixfolien erhältlich (Maßstab 1 : 1):
   2.1 (für die Platten 2.2, 2.4, 2.5, 2.6) nach Bauplan 41 (Typofixblatt Nr. 2849 und 2850 wahlweise);
   5.6, 5.10, 5.14 nach Bauplan 42 (Typofixblatt Nr. 2962 und 2963).

